
Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma




Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma



VOL. I - N. 1 MARZO 1932 - X

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI
RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO
DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

CONTO CORRENTE CON LA POSTA

Vol. I Marzo 1932 - X N. 1

ALTA FREQUENZA

DATI E MEMORIE SULLE RADIOCOMUNICAZIONI E RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'Associazione Elettrotecnica Italiana

Redazione e Amministrazione: Milano (2/2), Via S. Paolo, 10

È gradita la collaborazione dei lettori. - Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. - I manoscritti non si restituiscono.

Per le inserzioni: **Ufficio Pubblicità de "L'Elettrotecnica" - Milano (2/2), Via S. Paolo, 10**

Un numero separato **L. 12** Abbonamento annuo (4 fascicoli) **L. 30**

SOMMARIO

Vol. I Marzo 1932 - X N. 1

ALTA FREQUENZA

Primi passi.



I progressi sempre più rapidi, compiuti negli ultimi decenni e sopra tutto negli ultimi anni dalla telefonia a grande distanza, dalle radiocomunicazioni e dalla radiofonia, sono effetto e causa ad un tempo di un intenso lavoro scientifico e tecnico, che si rivolge di preferenza ad alcuni rami dell'elettrologia, dell'acustica e delle scienze ad esse affini.

Questa molteplice attività, che è tuttavia in crescente sviluppo ed ha già conseguito mirabili successi, tende necessariamente a coordinarsi in un quadro, di cui i contorni si vengono delineando con sempre maggiore chiarezza. Prova evidente della vasta opera, che da ogni parte si dedica allo studio dei mezzi elettrici di comunicazione e di diffusione del pensiero, è fornita dal fiorire della letteratura, che tratta appunto di radiotecnica, di telefonia e di acustica applicata.

L'Italia non è rimasta estranea a tale movimento. I nostri contributi in materia non sono stati finora molto abbondanti, ma neppure sono da considerarsi trascurabili, specie nel campo delle radiocomunicazioni, aperto a tutte le conquiste dal genio di un Italiano. Sembra giunto il momento di creare per essi un nuovo organo, meritevole di prender posto con decoro accanto ai periodici stranieri.

Ma non per questo solo motivo l'*Alta Frequenza* vede oggi la luce. Essa vuol sì raccogliere i lavori italiani, che finora si dividevano fra varie pubblicazioni, non tutte completamente « specializzate », e renderli meglio noti ed apprezzati in Italia e fuori; ma vuole anche promuovere nuovi studi, e fare più ricca e più varia la nostra produzione, specie nei campi della telefonia e dell'acustica applicata, finora alquanto negletti. A tal fine essa si propone non solo di attuare una raccolta di seri scritti originali, ma di essere anche, più e meglio di certe pur autorevoli pubblicazioni straniere, un periodico di informazione o, come oggi si dice, di documentazione scientifica e tecnica. E l'assolvere questo secondo compito è impresa non meno ardua dell'altra, perchè richiede opera oscura e faticosa, ordinata collaborazione, attento spirito critico e larga conoscenza della materia.

Grazie all'appoggio dei più illustri maestri italiani di elettrofisica e di elettrotecnica, grazie all'opera dei più distinti fra i giovani studiosi e ricercatori, che già hanno cominciato a lavorare con successo nel nuovo campo di studi, e di coloro che certo ne seguiranno l'esempio, l'*Alta Frequenza* confida di giungere progressivamente ad assolvere abbastanza bene i suoi compiti, contribuendo allo sviluppo della scienza e della tecnica in Italia. Ove per le industrie, che si rivolgono alle comunicazioni elettriche, sono senza dubbio presenti e operanti non poche condizioni favorevoli, che dovrebbero agevolarne il successo con grande vantaggio per il Paese.

Sicure promesse di buoni frutti per la nuova impresa sono il patrocinio delle persone e degli enti più autorevoli e più rappresentativi in Italia in questo campo, l'appoggio del Consiglio Nazionale delle Ricerche e l'egida dell'Associazione Elettrotecnica Italiana. Sotto le grandi ali dell'A. E. I. l'*Alta Frequenza*, prendendo a modello ed esempio, come sorella maggiore, *L'Elettrotecnica*, muove oggi i suoi primi passi ed affronta il giudizio degli studiosi italiani, chiedendo ed offrendo loro simpatia e collaborazione.

Ricezione di onde ultra-corte.

Da più parti, come è noto, si è preso ormai a sperimentare sulle così dette onde ultracorte o microonde, dando tal nome a quelle, di cui la lunghezza si misura in una o poche decine di centimetri. A quanto è stato riferito dalla stampa quotidiana, se ne occupano in Italia così Guglielmo Marconi con i suoi collaboratori, come l'Istituto di Livorno, specie per opera del prof. Carrara. E molto probabilmente anche altri centri di studio si interessano da noi a questo importante problema, oltre ai molti che se ne occupano all'estero.

Nel nuovo campo sta accadendo quanto già si è verificato negli altri rami della radiotecnica. Le recenti applicazioni appariscono dapprima come qualcosa di prodigioso e di quasi inesplicabile, e progrediscono più per merito di intuizioni e di tentativi, che non sotto la guida di deduzioni metodicamente scientifiche. Poi l'indagine fisica comincia a diradare il mistero, a chiarire il meccanismo dei nuovi fenomeni, a definirne le leggi. Ed ecco che la tecnica fa tesoro di questi insegnamenti e conquista nuove importanti posizioni col loro ausilio. Non v'è zona, nel vastissimo campo delle scienze applicate, in cui la vicendevole opera di aiuto e di stimolo fra teoria e ricerca sperimentale non costituisca la trama stessa, veramente sostanziale, di ogni progresso.

Ne troviamo un esempio nello studio del prof. CARRARA sulla ricezione delle microonde. Fino ad oggi, nelle poche notizie rese note a questo riguardo, il meccanismo della ricezione non era in alcun modo spiegato. Lo studio, che oggi pubblichiamo, ci sembra, oltre che il primo, un assai plausibile ten-

tativo di interpretazione di ciò che accade nei ricevitori, ed in particolare nel triodo rivelatore, a così alte frequenze. Anche qui la funzione della carica spaziale, ossia l'azione elettrostatica di quei nuvoli di elettroni, che sono in moto tra gli elettrodi del tubo, si dimostrano elementi essenziali per comprenderne il comportamento; ed anche questa volta si ha la sensazione di aver compiuto un altro passo innanzi verso la conquista di quelli, che pittorescamente potrebbero chiamarsi « i segreti del triodo ».

Misure elettriche di pressioni e di spostamenti.

Lo studio del dott. SACERDOTE, che compare in questo fascicolo, è un esempio di quei lavori monografici, che il rapido progresso della scienza e della tecnica ed il loro continuo ramificarsi rendono particolarmente desiderabili. E' infatti sempre più necessario, che gli specialisti, intenti a coltivare un determinato ramo del sapere, interrompano di tempo in tempo, in momenti opportuni, la loro attività di ricercatori, per offrire ai colleghi un quadro d'insieme del loro campo di studi e per raccogliere e sottoporre ad esame critico e riassuntivo, quanto di nuovo e di promettente in quel campo si viene sviluppando.

L'adozione di procedimenti e di metodi elettrici di misura per la determinazione di grandezze non elettriche si diffonde sempre più e conferma i pregi di eccezionale docilità dell'energia elettrica, sfruttando sempre meglio le svariatissime e finissime disposizioni sperimentali cui essa si presta. Il progresso recente nel campo delle misure meccaniche, di cui tratta il dott. Sacerdote, è paragonabile, pur avendo necessariamente caratteri diversi, con quello compiuto or'è circa un secolo grazie alla scoperta ed all'utilizzazione dei fenomeni ottici di interferenza.

Strumento principale delle nuove conquiste è anche qui il tubo elettronico, con la ricchissima varietà di dispositivi sperimentali (fra cui più d'uno genialmente ideato in Italia) ch'esso ha reso possibili. E qui più che mai, mentre sulla base di una schematizzazione delle proprietà dei triodi e dei loro circuiti si può giungere alla previsione di sensibilità talora fantastiche, è necessario sottoporre scrupolosamente ogni idea alla prova sperimentale pratica. Questa sola tien conto di fatto di ogni elemento, anche secondario, e permette di classificare e di pregiare metodi e procedimenti in modo veramente sicuro e spesso assai diverso da quello primieramente previsto.

Amplificatori a bassa frequenza.

Gli amplificatori moderni a triodi sono nati, si può dire, per l'uso nel campo delle frequenze acustiche ed ultraacustiche, ma, già prima del loro avvento, la tecnica si era trovata dinanzi al problema di accrescere gli effetti di variazioni lente e non pe-

riodiche di deboli tensioni o deboli correnti ed aveva cercato di risolverlo per mezzo dei così detti « relais ». Era facilmente prevedibile, che si cercasse di trar profitto delle proprietà dei triodi anche per questa importante applicazione, ed è così, che sono stati ideati i vari schemi di amplificatori per basse frequenze o per tensioni continue (variabili lentamente con legge qualunque).

Uno schema assai interessante, proposto dagli americani Loftin e White, è stato studiato e messo a punto con molta cura dall'ing. BRESSI, il quale da un lato ha svolto brevemente la teoria, che permette di sostituire ai due triodi effettivamente usati nello schema un triodo fittizio equivalente di adatte caratteristiche, dall'altro ha sottoposto il dispositivo a verifiche sperimentali, che ne mettono in luce i pregi per talune applicazioni ed in particolare per l'uso delle celle fotoelettriche.

Le onde elettromagnetiche nella ionosfera.

Ogni qual volta si parla dell'avvento delle onde corte in radiotecnica, è di prammatica ricordare la corsa alle onde lunghe, compiuta nella speranza di conseguire collegamenti sempre più sicuri a sempre maggiori distanze. Corsa, da cui, un bel giorno, si tornò o, meglio, si saltò bruscamente indietro verso le onde corte, perchè queste, quasi d'improvviso, si erano rivelate più promettenti. E si può dire, che, pur con qualche piccola secondaria delusione, hanno ben mantenuto la loro promessa.

Un osservatore superficiale e poco informato potrebbe pensare che i tecnici siano stati per un buon quarto di secolo inesplicabilmente testardi nel voler allungare le loro onde, quando non c'era da far altro che accorciarle. La realtà non è questa. Nel campo delle lunghezze d'onda, in cui allora si operava, la corsa alle grandi lunghezze per coprire le grandi distanze era perfettamente giustificata; infatti anche partendo da onde che risultavano allora assai corte, come ad es. quella di 300 m, ci si trovava già su una china molto invitante, la quale ci trascinava verso onde sempre più lunghe. A risalirla si andava decisamente peggio. Poteva nascere, ed era nata l'idea, anche se non suggerita allora da alcun ragionamento scientifico, che quella china non salisse indefinitamente, dal lato delle onde corte, verso zone sempre più sfavorevoli; ma che conducesse, chi sa, ad un vertice, oltre il quale le condizioni di propagazione prendessero di nuovo a migliorare ed a diventare sempre più propizie. Ma per mettere alla prova questa ipotesi, occorreva produrre agevolmente le onde corte, e ciò, senza i triodi, non si sapeva fare. Rivelatesi le grandi risorse dei tubi a vuoto, la nuova regione fu ben presto, sia pure casualmente, scoperta ed esplorata con successo, così da imprimere veramente un nuovo indirizzo alla tecnica.

Quel tale vertice, ossia quella tale lunghezza d'onda, che sarebbe la più sfavorevole per le trasmissioni a grande di-

stanza, esiste davvero e si aggira sui 200 m all'incirca. A partire da essa si hanno vantaggi, sia pure di natura alquanto diversa ed in misura anch'essa differente, tanto se si va verso le onde lunghe, quanto se si va verso le onde corte.

Constatato il fatto, non si poteva non indagarne la spiegazione. La quale è stata, fra l'altro, cercata nel comportamento degli strati relativamente più alti dell'atmosfera, quelli che, attraverso l'interpretazione concorde di altri fenomeni, abbiamo ragione di ritenere parzialmente jonizzati, e che costituirebbero quindi la così detta ionosfera. Una teoria, sviluppata da Nichols e Schelleng fin dal '25, mostra in che misura l'energia di un'onda elettromagnetica dovrebbe essere assoggettata a perdite per assorbimento, allorchè il gas in cui essa si propaga è jonizzato e sottoposto all'azione di un campo magnetico. In tali condizioni l'assorbimento dovrebbe essere selettivo, dovrebbe cioè essere funzione, a parità di altre condizioni, della frequenza dell'onda elettromagnetica. Altre previsioni si deducono da codesta teoria, ma la prima è particolarmente importante, perchè conduce fra l'altro a prevedere per la lunghezza d'onda critica (di massimo assorbimento) un valore dell'ordine appunto di 200 m.

I risultati dell'esercizio radiotelegrafico sono disgraziatamente influenzati da un tal numero di variabili indipendenti, che la riprova pratica di quelle previsioni teoriche non si può ancor dire persuasivamente raggiunta e i pareri restavano finora divisi. Molto opportunamente perciò il prof. TODESCO ha intrapreso nell'Istituto Fisico di Bologna una serie di ricerche sperimentali per studiare il fenomeno in laboratorio, cioè in condizioni ben definite e sotto l'azione di cause agenti, misurabili e graduabili a piacere. Nella memoria, che compare in questo fascicolo, le esperienze sono accuratamente descritte e ne sono riferiti i risultati essenziali.

Essi confermano appieno, per la prima volta e direttamente, la teoria, dimostrando la netta esistenza di un valore critico del campo magnetico per una data lunghezza d'onda (il che equivale all'esistenza di una lunghezza d'onda critica per una data intensità di campo magnetico), cui corrisponde una condizione di massimo assorbimento. Ne risulta che, attribuito ad esempio al campo terrestre il valore risultante di 0,5 unità C.G.S. elettromagnetiche (*gauss*, come si diceva finora, o *oersted*, come si dovrebbe dire secondo la C.E.I.), la lunghezza d'onda critica o di massimo assorbimento risulterebbe, con Appleton, quella di 214 m.

La persuasiva conferma sperimentale, ottenuta dal collega Todesco, invoglia, com'è naturale e come egli stesso si ripromette di fare, ad estendere lo studio alle altre importanti conseguenze della teoria di Nichols e Schelleng.

LA REDAZIONE.

LA RIVELAZIONE DELLE MICROONDE

NELLO CARRARA

Vengono riferiti i risultati di ricerche, condotte allo scopo di riconoscere le migliori condizioni nelle quali debbono trovarsi i triodi, per la ricezione delle microonde (frequenze dell'ordine di 10^9 per/sec). Sembra che i triodi riceventi, i quali debbono avere la griglia ad una tensione assai elevata positiva e la placca ad una tensione di poco inferiore a quella dell'estremo positivo del filamento, si comportino semplicemente come diodi rettificatori ad elettrodi grandemente ravvicinati.

1. — Un triodo, ad elettrodi cilindrici, con tensione di placca nulla o negativa e con tensione di griglia fortemente positiva [1], può emettere onde elettromagnetiche di frequenza elevatissima (microonde), le quali nascono dal movimento pendolare degli elettroni attraverso le maglie della griglia, fra filamento e placca.

Sebbene l'andamento del fenomeno non sia ancora chiarito in tutti i suoi punti, tuttavia ne sono state messe in luce le linee essenziali, per opera di numerosissimi ricercatori [2].

E' facile realizzare, nel modo precedentemente accennato, un trasmettitore di radiosegnali, modulando le microonde con i metodi già noti ed impiegati nella pratica delle radiotrasmissioni alle frequenze consuete. Questi radiosegnali possono essere rivelati con un cristallo; ma, in tal caso, nonostante l'impiego di riflettori parabolici che si mostrano efficienti a causa delle elevatissime frequenze delle microonde, la distanza che è possibile superare è molto limitata (qualche decina di metri), sia per la scarsa sensibilità del ricevitore, sia per la limitata potenza messa in giuoco dal trasmettitore.

Sono stati perciò subito studiati adatti ricevitori a lampade. Assai efficienti si sono dimostrati i triodi dello stesso tipo di quelli impiegati per l'emissione, alimentati in modo analogo e cioè con tensione di griglia molto elevata e con bassa tensione di placca.

---

(1) H. Barkhausen & K. Kurz — Phys. Zeits., 1, pag. 1, 1920.

(2) Sarebbe praticamente impossibile riportare l'elenco dei più che 150 lavori. Si può consultare la bibliografia di:
H. E. Hollmann — Zeits. f. Hoch., 33, pag. 27, 1929.
E. Pierret — Onde Électr., 8, pag. 373, 1929.
Molti altri lavori sono successivamente apparsi. Fra quelli pubblicati in Italia citiamo:
A. Rostagni — Atti della Reale Accad. delle Scienze di Torino, 66, pag. 17 e pag. 123, 1931.
N. Carrara — L'Elettrotecnica, 18, pag. 874, 1931.

I vari ricercatori [3], che hanno reso conto delle proprie esperienze, non si pronunziano però in alcun modo sul meccanismo col quale gli apparecchi da loro realizzati possono ricevere.

Le disposizioni pratiche generalmente adottate (superreazione, circuiti oscillanti su frequenze relativamente basse, ecc.) lasciano però supporre, che l'opinione più diffusa sia la seguente [4]: il triodo deve trovarsi in condizioni prossime a quelle necessarie per l'innesco delle oscillazioni elettroniche, così che esso diventi sede effettivamente di tali oscillazioni, tutte le volte che venga colpito dalle microonde, provenienti dal trasmettitore.

Dopo ricerche comparative fra i vari sistemi, una disposizione che si è potuto utilmente realizzare, è quella riportata nello schema di fig. 1 (*a, b*, sono due piccole impedenze, formate con poche spire di filo conduttore), che ha permesso di sperimentare, mediante l'uso di triodi appropriati, su onde di lunghezza decrescente, fino a 14 cm circa.

Possiamo riassumere i risultati delle nostre esperienze, nel modo seguente:

a) Le tensioni ottime di V_f e V_p vanno ricercate con qualche accuratezza, senza che però abbiano valori critici, mediante il reostato di accensione R e il potenziometro P.

Per ogni valore della tensione di accensione, occorre ricercare il valore opportuno della tensione di placca. In ogni caso il valore di V_p, per cui la ricezione è più intensa, è minore di V_f e cresce al crescere di V_f. Inoltre V_f non deve superare un certo limite, che è individuato dall'innesco di oscillazioni elettroniche, nell'interno della lampada. Infatti, appena queste oscillazioni si innescano, (ciò che si può riconoscere da un valore anormalmente grande della corrente di placca, e per es. dal fatto che, avvicinando una lastra conduttrice, o semplicemente una mano, alla lampada, tale valore subisce sensibili variazioni) la ricezione cessa del tutto.

b) La tensione V_g può variare entro ampi limiti, per es., da 100 a 300 volt, senza variazioni notevoli nella intensità e qualità della ricezione. Al variare di V_g, occorre variare leggermente anche V_p.

c) Trovate le condizioni ottime di V_p, V_g e V_f, per la ricezione di onde di una determinata frequenza, queste si dimostrano ancora le migliori, per la ricezione di onde di qualsiasi altra frequenza, anche ordinaria (naturalmente adottando un opportuno captatore di energia). Abbiamo così potuto ricevere ottimamente anche onde di 200 e più metri.

d) Circuiti accessori, come quelli intesi a realizzare superreazioni, ecc., si sono dimostrati di efficacia assai limitata e spesso dannosi.

---

(3) S. Uda — Zeits. f. Hoch., 35, pag. 129, 1930.
W. Pistor — Zeits f. Hoch., 35, pag. 135, 1930.
G. Beauvais — Compt. Rend., 187, pag. 1288, 1928.
G. Beauvais — Onde Électr., 9, pag. 484, 1930.
E. Pierret — Compt. Rend., 189, pag. 741, 1929.
(4) K. Okabe — Proc. I.R.E., 18, pag. 1028, 1930.

e) L'amplificatore a B. F. o semplicemente la cuffia possono essere inseriti tanto nel circuito di placca, quanto in quello di griglia.

E' stato possibile superare, con la disposizione indicata, e con l'aiuto di specchi parabolici, distanze dell'ordine della decina di km.

Quanto sopra è detto, induce a ritenere, contrariamente all'opinione già riferita, che la ricezione avvenga grazie ad un puro e semplice raddrizzamento delle tensioni (periodicamente variabili alla frequenza delle onde in arrivo, ossia delle oscillazioni che il captatore d'onda viene ad applicare alla placca), piuttosto che attraverso un meccanismo di oscillazioni elettroniche, nell'interno del triodo ricevente.

Sembra cioè che il triodo, nelle condizioni di alimentazione indicate, si comporti non diversamente da un semplice raddrizzatore; specialmente se si riflette sul fatto, che, nelle medesime condizioni, è possibile la ricezione di onde di qualsiasi frequenza, e che queste condizioni, sempre essendo la griglia a potenziale elevato, si discostano, in realtà, alquanto da quelle necessarie per l'innesco delle oscillazioni elettroniche.

Infatti, per un determinato tipo di triodo, le condizioni per la produzione di onde di 18 cm, sono ad esempio $V_p = \sim -30$ V; $V_g = \sim 220$ V; $V_f = \sim 4$ V e per la ricezione $V_p = +1{,}6 \sim + 1{,}8$ V; $V_g = 100 \sim 300$ V; $V_f = 2 \sim 2{,}8$ V.

2. — Per giudicare della validità di questo punto di vista, abbiamo misurato la corrente di placca I_p, in funzione della tensione di

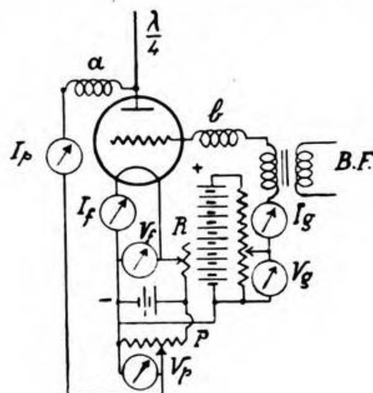


Fig. 1.

placca, in diverse condizioni. La disposizione, adottata per le misure, è ancora quella della fig. 1, tolta l'antenna e la B. F. Le misure sono state eseguite per un gran numero di lampade, con risultati uniformi. Nei grafici di fig. 2 e fig. 3, dove sono state adottate scale logaritmiche, sono riportati alcuni risultati ottenuti con una di tali lampade. I valori delle tensioni V_g e V_f, per le quali sono state eseguite le mi-

sure, sono indicati nei grafici stessi. Si nota che, al crescere di V_p, la I_p cresce molto rapidamente, e per il tratto da $V_p = \sim 0,5$ V a

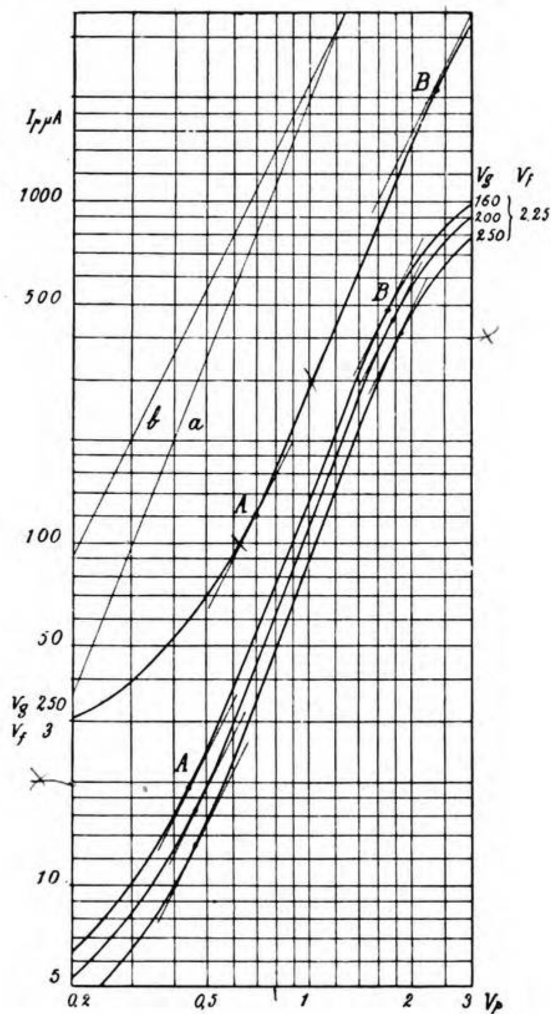


Fig. 2.

$V_p = \sim 1,6$ V, l'andamento è pressochè rettilineo. Siccome le scale adottate sono, come abbiamo già detto, logaritmiche, entro quei limiti, possiamo scrivere :

$$I_p = C\, V_p^{\,n} \qquad (1)$$

dove C ed n sono opportune costanti. La costante n è misurata dalla pendenza dei tratti rettilinei, (essendo questi tra loro sensibilmente paralleli, si deduce che non dipende nè da V_g nè da V_f) ed ha un valore molto vicino a 5/2, come si rileva dal confronto con la pendenza della retta a (fig. 2) che è appunto 5/2.

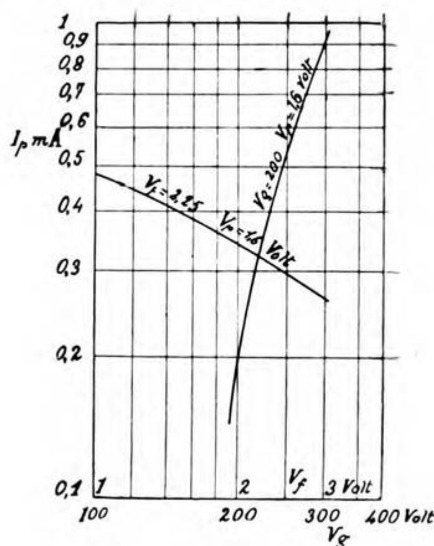


Fig. 3.

La costante C dipende invece da V_g e da V_f. I grafici mostrano che, a parità di altre condizioni, I_p diminuisce al crescere di V_g e cresce al crescere di V_f. Per valori di V_f, superiori a 3 V, si innescano oscillazioni elettroniche; i risultati, che allora si ottengono, sono naturalmente del tutto diversi.

Dalla (1) si deduce che la conduttività, per ogni valore di V_p, è:

$$\frac{d\,I_p}{d\,V_p} = C\,n\,V_p^{\,n-1}.$$

Si può dunque avere il raddrizzamento di una tensione alternativa v_p applicata alla placca, oltre ad una eventuale componente continua, perchè nel nostro caso n è diverso dall'unità. Ora il raddrizzamento è tanto più efficiente, quanto più rapida è la variazione di tale conduttività. L'efficienza del raddrizzamento può essere perciò misurata da:

$$\frac{d^2 I_p}{d\,V^2_p} = n\,(n-1)\,C\,V_p^{\,n-2}\ .$$

Per $n = 2$ la efficienza è indipendente dalla tensione di placca, ma per n maggiore (o minore) di 2, l'efficienza cresce (o decresce) con V_p.

Nel nostro caso, condotta la retta b (fig. 2), di pendenza 2, si possono trovare agevolmente, nei grafici, quei punti A, B, pei quali la tangente alle curve ha appunto pendenza 2. Fra A e B, la pendenza è maggiore di 2 (è infatti 5/2 circa), perciò l'efficienza cresce con V_p. Da B in poi l'efficienza decresce, e decresce anche per V_p crescente da zero fino al valore corrispondente al punto A.

Il valore ottimo per il raddrizzamento è dunque il valore di V_p, corrispondente ai punti B. Vediamo che questo valore è di poco inferiore a quello dell'estremo positivo del filamento, ed è crescente al crescere di V_f e di V_g.

Tutte queste deduzioni corrispondono perfettamente ai risultati delle ricerche sperimentali eseguite sulla effettiva ricezione delle microonde, con i medesimi triodi. Non solo l'intensità della ricezione decresce a partire da $V_p = 0$ per poi aumentare fino ad un valore di V_p di poco inferiore a V_f, ma, come è già stato avvertito, il valore ottimo di V_p cresce con V_f e con V_g e coincide in ogni caso con quello che corrisponde ai punti B dei grafici di figura 2.

Considerando infine, che la resistenza differenziale filamento-placca è sempre assai inferiore alla resistenza differenziale filamento-griglia, si comprende anche come sia più conveniente inserire il primario del trasformatore B. F., che ha una resistenza generalmente assai elevata, nel circuito di griglia anzichè in quello di placca, sebbene la ricezione sia possibile in ambedue i casi.

Quanto è stato precedentemente detto, avvalora l'ipotesi, espressa in principio, che la funzione del triodo rivelatore delle microonde, si riduca ad una semplice rettificazione. Se poi si considera che l'esponente n, nella (1), è quasi esattamente 5/2, si è condotti a paragonare il triodo addirittura ad un diodo Per un diodo, quando si trascurino le velocità iniziali degli elettroni, e $0 \leq V_p \leq V_f$, si ha infatti:

$$I_p = \frac{k\,l}{r_p\,\beta^2\,V_f}\,V_p^{5/2} \qquad (2)$$

dove k è una costante, r_p il raggio della placca, β^2 una funzione nota (5) del rapporto $\frac{r_p}{r_c}$, r_c il raggio del catodo, l la lunghezza dell'asse del catodo. Cioè, a parità di altre condizioni:

$$I_p = C\,V_p^{5/2}$$

in perfetto accordo con la (1).

Sostituendo nella (2) i valori di I_p, in funzione di V_p, ottenuti nelle misure eseguite sui triodi, per certi valori di V_g, V_f, ecc., è possibile ricavare r_c. Eseguendo i calcoli, r_c risulta, nel caso nostro, quasi uguale ad r_p. Se dunque il raggio della placca del diodo fosse

(5) H. J. VAN DER BIJL — The thermoionic vacuum tubes, pag. 66.

eguale a quello della placca del triodo, il raggio del catodo del primo dovrebbe essere maggiore del raggio della griglia del secondo.

Da ciò nasce l'idea, che la griglia, a potenziale positivo elevato, determini la formazione, nel triodo, di un catodo virtuale, in prossimità della placca, analogamente a quanto avviene nelle lampade bi-griglie, fra griglia interna e griglia esterna.

3. — Se tale catodo non si formasse, se cioè si potesse astrarre dalle cariche spaziali, dovute alle densità elettroniche che, a regime, vengono a stabilirsi fra filamento e griglia da una parte, griglia e placca dall'altra, l'andamento di I_p in funzione di V_p non potrebbe essere quello fornito dall'esperienza.

Consideriamo infatti un triodo, con la griglia a potenziale positivo elevato V_g, col catodo equipotenziale a potenziale zero, e con la placca a potenziale V_p.

Supponiamo che:

a) le velocità iniziali degli elettroni, all'emergenza dal filamento, siano nulle;

b) le traiettorie degli elettroni, tra filamento e placca, si possano considerare rettilinee, secondo la normale comune agli elettrodi (tali per es., vengono generalmente supposte nelle teorie delle oscillazioni elettroniche di Barkhausen e Kurz, già citate, e nelle teorie delle lampade bigriglie);

c) le cariche spaziali tra griglia e placca siano trascurabili.

Si riconosce subito che quella parte $\eta\, n$ degli n elettroni emessi dall'unità di lunghezza del filamento, nell'unità di tempo, che riesce ad attraversare la griglia, e a penetrare nello spazio tra griglia e placca, arriverà o no sulla placca, secondochè $V_p \geq 0$ oppure $V_p < 0$. Indicando perciò con I_s la corrente emessa dal filamento, per unità di lunghezza, la corrente di placca avrebbe i valori 0 oppure $\eta\, I_s\, l$ (l = lunghezza del filamento) secondochè $V_p < 0$ oppure $V_p \geq 0$. Si noti, che, nelle ipotesi fatte, η è indipendente dalle tensioni ed uguale al rapporto fra la superficie che rimane libera fra le maglie della griglia, e la superficie del cilindro di griglia. (Abbiamo trovato spesso nella letteratura l'ipotesi della costanza di η ([6])). Tenendo poi conto della caduta di tensione lungo il filamento da V_f a 0, nel caso di $0 \leq V_p \leq V_f$, si ottiene:

$$I_p = C\, V_p.$$

Infatti, consideriamo la sezione del triodo, ottenuta con due piani perpendicolari agli elettrodi, e passanti per i punti P, R, di ascissa x ed $x + d\,x$ (fig. 4), essendo il negativo del filamento l'origine delle ascisse. Essa può anche essere considerata come la sezione di un triodo, avente il catodo equipotenziale, alla tensione $v_f = \dfrac{V_f}{l}\, x$, es-

([6]) A. Rostagni — loc. cit.
J. M. Hyatt — Phys. Rev., 33, pag. 1100, 1929.
H. Lange — Zeits. f. Hoch., 26, pag. 38, 1925.

sendo v_f la tensione del tratto $d\,x$ del filamento. Gli elettroni che questo emette vengono a trovarsi nel campo acceleratore $V_g - v_f$ e nonostante la carica spaziale, giungono tutti, per l'elevato valore di V_g, che supera quello necessario per estrarre dal filamento la corrente di saturazione, nel luogo occupato dalla griglia, con la velocità v. Una parte sarà assorbita dalla griglia; la parte rimanente oltrepasserà la griglia e verrà a trovarsi nel campo ritardatore $V_g - V_p$ esistente fra griglia e placca. Si vede subito che, sempre trascurando le cariche

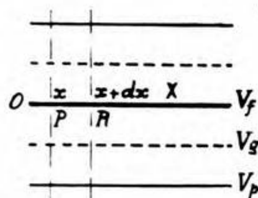


Fig. 4.

spaziali, essi, grazie alla velocità che posseggono, all'atto di attraversare la griglia, potranno raggiungere la placca, solo se $v_f \leq V_p$. In queste condizioni si trovano tutti gli elettroni provenienti dal tratto del filamento compreso fra 0 e X, indicando X l'ascissa del punto avente tensione eguale a V_p. Perciò la corrente di placca sarà:

$$I_p = \int_0^X \eta\, I_s\, d\,x = \eta\, \frac{I_s\, l}{V_f} \cdot V_p.$$

La corrente di placca dovrebbe dunque crescere linearmente con V_p, finchè $0 \leq V_p \leq V_f$ e, per $V_p > V_f$, dovrebbe rimanere costantemente $\eta\, I_s\, l$, che è in ogni caso il massimo valore che può assumere.

L'andamento di I_p, in funzione di V_p, fornito dalla esperienza, è invece, come abbiamo visto, del tutto diverso; costringe dunque ad ammettere che, fra griglia e placca, si formi una carica spaziale non trascurabile, il cui effetto non può che essere quello di limitare la corrente di placca.

A causa di questa carica spaziale, non tutti gli elettroni, provenienti dal tratto di filamento compreso fra 0 e X e che hanno attraversato la griglia, possono raggiungere la placca. Una parte deve necessariamente tornare verso la griglia, e ciò non può accadere se non esiste fra griglia e placca un luogo geometrico di punti, di ascissa compresa fra 0 e X, nei quali la velocità degli elettroni si annulla, dove cioè il potenziale è uguale a quello dei punti del filamento aventi la medesima ascissa.

Questo luogo geometrico viene dunque a costituire un catodo virtuale, dal quale possiamo pensare che la placca attinga gli elettroni, che costituiscono la corrente I_p.

Essendo gli elettrodi del triodo cilindrici, per ragioni di simme-

tria, i punti del catodo virtuale, aventi la medesima ascissa, avranno anche la medesima distanza r_c dal filamento.

Essendo n il numero di elettroni che il filamento emette nella unità di tempo, per unità di lunghezza, nella sezione $d\,x$ del triodo già considerato, $n\,d\,x$ elettroni si avvieranno verso la griglia; di questi, $n\,\eta\,d\,x$ arriveranno al catodo virtuale. Qui si suddivideranno in due parti, una $\alpha\,n\,\eta\,d\,x$ raggiungerà la placca, l'altra $(1-\alpha)\,n\,\eta\,d\,x$ tornerà indietro. Alcuni, e precisamente $(1-\alpha)\,\eta^3\,n\,d\,x$, torneranno ancora al catodo virtuale, dopo aver attraversato altre due volte la griglia nel senso placca-filamento e filamento-placca; di questi, $\alpha\,(1-\alpha)\,\eta^3\,n\,d\,x$ raggiungeranno la placca; mentre $(1-\alpha)^2\,\eta^3\,n\,d\,x$ torneranno indietro, e così via.

Degli $n\,d\,x$ elettroni, emessi dalla sezione $d\,x$ del filamento nell'unità di tempo, si dirigono dunque successivamente dalla griglia verso il catodo virtuale, $\eta\,n\,d\,x,\ (1-\alpha)\,\eta^3\,n\,d\,x, \ldots\ (1-\alpha)^m\,\eta^{2m+1}\,n\,d\,x, \ldots$ elettroni.

Nelle condizioni di regime, attraversano perciò la griglia, dirigendosi verso il catodo virtuale, contemporaneamente:

$$n\,\eta\,(1+(1-\alpha)\,\eta^2+\ldots(1-\alpha)^m\,\eta^{2m}+\ldots)\,d\,x=\frac{n\,\eta}{1-(1-\alpha)\,\eta^2}\,d\,x$$

elettroni, dei quali:

$$\alpha\,n\,\eta\,\frac{1}{1-(1-\alpha)\,\eta^2}\,d\,x$$

arriveranno sulla placca:

$$n\,(1-\alpha)\,\eta\,\frac{1}{1-(1-\alpha)\,\eta^2}\,d\,x$$

torneranno alla griglia.

Indicando con I_s la corrente di saturazione, corrispondente agli n elettroni, avremo:

$$d\,I_p=I_s\,\alpha\,\eta\,\frac{1}{1-(1-\alpha)\,\eta^2}\,d\,x=\frac{K\,(V_p-v_f)^{3/2}}{r_p\,\beta^2}\,d\,x$$

$$d\,I_g=I_s\,(2-\alpha)\,\eta\,\frac{1}{1-(1-\alpha)\,\eta^2}\,d\,x=\frac{K\,(V_g-v_f)^{3/2}}{r_g\,\beta'^2}\,d\,x,$$

dove, nel calcolo della corrente di griglia, si è tenuto conto del fatto che la carica spaziale è dovuta agli elettroni che tornano dal catodo virtuale verso la griglia, e a quelli che vanno dalla griglia al catodo virtuale (7), e dove β^2 dipende dal rapporto $\frac{r_p}{r_c}$, β'^2 dal rapporto $\frac{r_g}{r_c}$.

Il raggio r_c del catodo virtuale dipende evidentemente dalle tensioni V_g-v_f e V_g-V_p. Siccome, nel nostro caso, V_g è molto maggiore

(7) Per avere la corrente di griglia totale occorre anche considerare quegli elettroni che si fermano sulla griglia, muovendosi nel senso filamento griglia, nello spazio filamento griglia.

di V_p e V_f, ammetteremo che r_c abbia lo stesso valore, per qualunque valore di v_f e di v_p.

Dalla prima delle equazioni precedenti, avremo allora infine:

$$I_p = \frac{2}{5} \frac{K\,l}{r_p\,\beta^2\,V_f} V_p{}^{5/2};$$

che è in ottimo accordo con i risultati sperimentali, almeno nel tratto compreso fra i punti A e B (fig. 2). L'effetto delle velocità iniziali giustifica l'allontanarsi del tratto iniziale delle caratteristiche sperimentali dall'andamento rettilineo con pendenza $\frac{5}{2}$; mentre, per il tratto oltre il punto B, si può invocare il fatto che il potenziale di placca va avvicinandosi al valore dell'estremo positivo del filamento, e quindi debbono intervenire particolari condizioni ai confini dei campi acceleratori e ritardatori $V_g - V_f$ e $V_g - V_p$.

La formula trovata non permette però di riconoscere la dipendenza di I_p da V_g e da V_f; ciò infatti richiederebbe la determinazione, in funzione di tali tensioni, del raggio r_c del catodo virtuale. Questa determinazione potrebbe essere fatta mediante le due precedenti equazioni, se non si frapponessero gravi difficoltà matematiche.

Ammessa l'esistenza del catodo virtuale, ciò che le considerazioni precedenti tendono a sostenere, se ne può determinare, come è già stato detto, l'ordine di grandezza del raggio r_c in base alla formula (2). E' possibile allora calcolare il tempo che gli elettroni impiegano a superare la distanza $r_p - r_c$. Eseguendo i calcoli, per le lampade che noi abbiamo studiato, si ottengono, per cotesto tempo, valori inferiori alla durata del periodo delle microonde, ciò che è necessario perchè la rettificazione ne sia possibile.

Il triodo, con la griglia a potenziale positivo elevato, può dunque rivelare le microonde, perchè si comporta come un diodo avente capacità interne piccolissime ed in cui l'inerzia degli elettroni, per l'estrema vicinanza del catodo (virtuale) all'anodo, è trascurabile, ancora quando la tensione di placca varia periodicamente con frequenza elevatissima; condizioni queste, che non sarebbe possibile realizzare con un diodo ordinario.

Conclusione.

Dalle esperienze e dalle considerazioni sopra riferite, emerge che il triodo rivelatore delle microonde, nelle condizioni nelle quali generalmente è tenuto, si comporta come un semplice diodo rettificatore ad elettrodi grandemente ravvicinati.

Ringrazio vivamente S. E. Vallauri per il consiglio e l'aiuto [8].

Livorno - Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Regia Marina.

[8] A tutte le ricerche ha cooperato il Sig. M. Isidor dell'I. E. C. della R. Marina.

METODI ELETTRICI PER LA MISURA DI PRESSIONI E DI SPOSTAMENTI

GINO SACERDOTE

Si descrivono i metodi elettrici di misura di pressioni e di spostamenti: metodi che permettono di ricondurre la determinazione di queste quantità a misure di resistenza, capacità, induttanza, frequenza, sfasamento; e metodi che sfruttano i fenomeni di piezoelettricità e di magnetostrizione.

1. - Generalità.

I numerosi e rapidi progressi, realizzati nel campo delle misure elettriche, hanno consigliato tecnici e studiosi a ricondurre misurazioni di grandezze di svariata natura (termiche, meccaniche, elastiche, idrodinamiche, ecc.) a misure di carattere elettrico (a determinazioni cioè di resistenza, capacità, intensità di corrente, ecc.). Tali determinazioni presentano, in linea di massima, notevoli vantaggi, sia per la possibilità di una trasmissione a distanza delle indicazioni, sia per la esattezza, sensibilità e facilità di registrazione, che sono proprie di buona parte degli apparecchi elettrici di misura.

Così determinazioni e registrazioni di portate di canali, di temperature elevate, di tenore in CO_2 di miscele gassose, di velocità di alberi rotanti, di pressioni, di vibrazioni di organi meccanici, ecc., si conseguono mediante opportuni artifici con l'uso di strumenti elettrici.

L'applicazione dei triodi nel campo delle misure elettriche ha dato un nuovo e rapido impulso alla tecnica delle misure di grandezze elettriche, e di conseguenza anche di quelle quantità, la cui misura si riconduce alla determinazione di grandezze elettriche.

Nello scorcio dell'ultimo decennio si sono realizzati altresì ulteriori perfezionamenti nella costruzione di oscillografi sempre più precisi e sensibili, di semplice e rapido uso. Con l'oscillografo catodico, alimentato a bassa tensione e a catodo incandescente, si è venuti in possesso di un apparecchio sensibile, preciso, privo di inerzia; e i perfezionamenti costruttivi delle cellule fotoelettriche, delle lampade a gas raro, delle coppie termoelettriche, di quarzi piezoelettrici, mettono il tecnico in condizione di poter sfruttare i più svariati fenomeni elettrofisici per applicarli alle misure che lo interessano.

In questa nota si vogliono ricordare i metodi per la misura di vibrazioni, pressioni e spostamenti. Queste determinazioni sono del massimo interesse per la tecnica delle macchine e delle costruzioni in genere ed utilizzano metodi, che si basano su svariati tipi di misure di diverse grandezze elettriche. In particolare si può ricondurre la misura delle quantità che ci interessano a determinazioni di resi-

stenza, di capacità, di induttanza, di frequenza, di sfasamento; si può inoltre ricorrere ai metodi che sfruttano i fenomeni di piezoelettricità e di magnetostrizione.

Determinazioni di carattere simile, sulle quali però non ci soffermeremo, sono quelle stroboscopiche, che recentemente si sono perfezionate con l'adozione delle lampade al neon; e quelle recentissime di natura elettroacustica per la determinazione e l'esame dei rumori emessi da una macchina in moto: dal quale esame si traggono criteri interessanti per la costruzione delle macchine, oltre che dati assai utili per accrescerne la silenziosità.

2. - Misure per variazione di resistenza.

Gli apparecchi per la misura di spostamenti e vibrazioni per variazioni di resistenza si basano sulle note proprietà dei contatti microfonici delle polveri e degli agglomerati di polvere di carbone: fenomeni noti da molto tempo e sfruttati fin dai primordi della telefonia. Solo recentemente sono stati studiati dispositivi atti a misure di carattere meccanico: un primo tipo è quello descritto da Peters (1) nel 1924; in seguito altri tipi sono stati costruiti per i più svariati campi di applicazione.

Data la complessità dei fenomeni, non è ancora stata stabilita una teoria completa dei contatti microfonici: si constata sperimentalmente, che la resistenza di tali contatti varia fortemente in funzione della pressione, della corrente e della temperatura: non è quindi possibile stabilire a priori, quali debbano essere le dimensioni e le caratteristiche di un apparato, destinato a servire per determinati scopi.

Per la grande instabilità, che presentano i contatti a polvere di carbone, si adottano generalmente, in apparecchi di misura, contatti fra pile di pastiglie di carbone compresso; il numero e le dimensioni di queste pastiglie dipendono dalla sensibilità che si desidera ottenere. Le pastiglie sono contenute in una capsula: lo spostamento che si vuol determinare viene comunicato mediante una punta a un diaframma flessibile, che chiude la capsula stessa. Per effetto del movimento del diaframma varia la resistenza di contatto fra le varie pastiglie e dalla misura di questa variazione di resistenza si può dedurre, previa taratura, il valore dello spostamento trasmesso al diaframma.

La misura della resistenza si fa normalmente ricorrendo ad un ponte di Wheatstone: su due lati adiacenti del ponte si inseriscono due capsule a carbone eguali, sulle quali però lo spostamento agisce in senso opposto; sugli altri due lati sono inserite due resistenze metalliche eguali fra loro.

In condizioni di riposo nella diagonale galvonometrica del ponte non passa corrente; quando però si esercita una pressione sulla parete flessibile delle due capsule, non sussiste più l'equilibrio nel ponte in seguito alla variazione delle resistenze di contatto; nella diagonale di misura circola allora una corrente, che viene registrata o indicata da un opportuno apparecchio; con dispositivi ben costruiti la cor-

rente galvanometrica risulta proporzionale allo spostamento del diaframma e alla pressione che agisce su di esso (fig. 1).

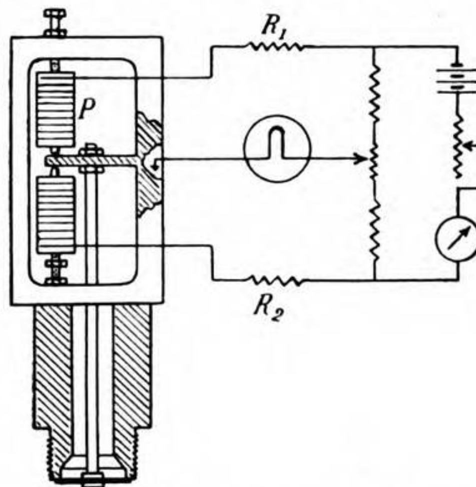


Fig. 1. — Estensimetro a pile di carbone.

Per dare un esempio della sensibilità che si può raggiungere si riporta in fig. 2 un diagramma rilevato dal Peters su una capsula: in

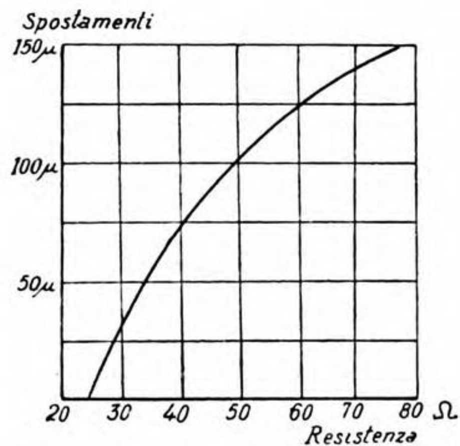


Fig. 2. — Diagramma di una capsula di Petersen.

esso vengono indicate le variazioni di resistenza della capsula in funzione degli spostamenti (corrispondenti a diminuzione di pressione) di

un diaframma di chiusura. Con un oscillografo sensibile si possono registrare variazioni di distanza di 0,25 μ. Le applicazioni di tale apparecchio come estensimetro sono numerose: citiamo qui ad esempio le ricerche di Rud Bernhard (2) per la determinazione delle vibrazioni di travi di ponti metallici, e del Siemann (3) per la misura delle sollecitazioni e deformazioni degli scafi metallici.

Un vasto ed importante campo di applicazione viene permesso dall'uso dell'apparecchio come indicatore per motori a combustione interna (4). Gli indicatori devono poter registrare senza errore di ampiezza e fase pressioni rapidamente variabili con il tempo: con i comuni indicatori meccanici riesce particolarmente incerta la registrazione dell'andamento delle pressioni durante la fase di scoppio.

Per queste misure sono stati studiati appositi tipi di indicatori a resistenza di carbone, che presentano, oltre che bassa inerzia ed elevata frequenza propria di vibrazione, anche una notevole adattabilità e facilità di attacco alla macchina. Il tipo di fig. 3 è analogo all'estensimetro a doppia capsula differenziale con pastiglie di carbone compresso: esso è congegnato in modo tale da poter essere avvitato sulla testata del motore come una candela d'accensione, in sostituzione di una candela normale. La lingua T è unita al blocco ed è di acciaio particolarmente trattato per via termica: essa viene accoppiata al diaframma D per mezzo del pistone P. Il diaframma ha una vita di circa 100 ore e può alterarsi in seguito al riscaldamento e per effetto di piccoli movimenti: la sua frequenza propria di vibrazione può essere portata fino a 10.000 hertz.

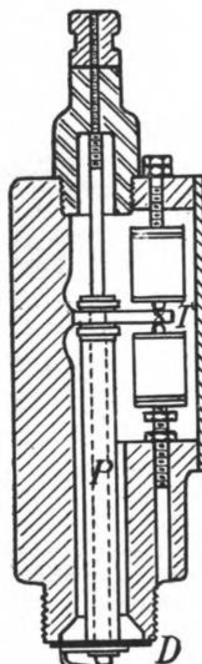


Fig. 3.
Indicatore a pastiglie di carbone per motore a scoppio.

E' necessario compensare le variazioni di resistenza dovute a variazioni di temperatura; questo si ottiene inserendo in serie alle due capsule due resistenze metalliche R_1 e R_2 (figura 1) aventi un opportuno coefficiente di temperatura (positivo per compensare quello negativo del carbone). Per la registrazione dei diagrammi tempo-pressione occorre usare un oscillografo sensibile al milliampere.

In generale l'asse dell'oscillografo viene collegato con quello del motore; nel caso dello studio del motore a più cilindri si usano oscillografi a più equipaggi, ciascuno dei quali registra su uno stesso foglio di carta fotografica la pressione nel cilindro corrispondente. Nel corso della misura bisogna controllare la costanza della tensione continua di alimentazione del ponte, poichè la taratura del complesso dipende evidentemente dal valore di tale tensione. Con un tubo di Braun si può registrare direttamente il diagramma indicato qualora,

con un opportuno dispositivo potenziometrico, si possa produrre fra due placche del tubo una differenza di potenziale, proporzionale al volume istantaneo della camera di scoppio.

Per evitare disturbi dovuti a vibrazioni proprie del motore, si inserisce a monte dell'oscillografo un filtro passa-basso, con frequenza di frontiera, in casi normali, di 1500 hertz. Si possono così eseguire diagrammi tempo-pressione di motori a scoppio e registrare fenomeni transitori di avviamento, cambiamento di regime, frenatura, il che per altra via non sarebbe forse possibile. In fig. 4 è riportato un oscillogramma di pressione ottenuto con capsula a carbone.

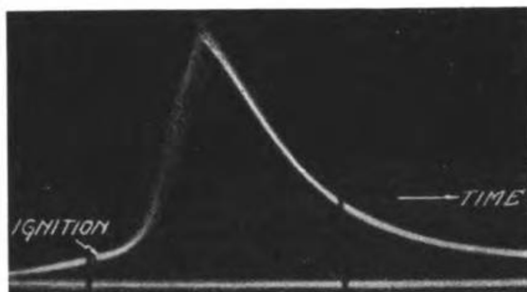


Fig. 4. — Diagramma pressione-tempo in un motore a scoppio rilevato con indicatore a carbone.

L'estensimetro e l'indicatore a resistenza di carbone sono apparecchi che presentano una notevole sensibilità, facilità di uso e di adattamento, e richiedono un insieme di circuiti della massima semplicità. Può, è vero, essere considerata come una complicazione la necessità di usare l'oscillografo, apparecchio costoso e delicato, che richiede una certa pratica per l'uso. Inoltre esso dà registrazioni fotografiche, ossia richiede un insieme di manipolazioni, che rendono sempre più complessa l'esecuzione della misura. Ma questo fatto è comune anche agli altri metodi elettrici e costituisce certamente un ostacolo al loro diffondersi.

Il difetto maggiore, che presentano l'estensimetro e l'indicatore a carbone sono la incostanza ed incertezza della taratura, che bisogna sempre controllare, poichè risente molto delle variazioni delle condizioni di ambiente (temperatura, umidità, ecc.).

Con apparati ben costruiti la scala delle pressioni è lineare rispetto a quella della corrente oscillografica in limiti sufficentemente estesi. Ma a tal fine è indispensabile avere la perfetta simmetria delle due capsule del sistema differenziale. Nei fenomeni periodici si ha poi sempre una certa distorsione di seconda specie (introduzione ed esaltazione di armoniche superiori); per diminuire l'entità di tale difetto è necessario che la resistenza della pila di carboni sia elevata ri-

spetto alla variazione di resistenza per effetto della pressione o spostamento.

In definitiva si ha un apparecchio, che può rendere preziosi servizi in numerose ricerche, ma è forse meno adatto di altri per determinazioni, in cui si richieda molta precisione; esso è quindi ottimo mezzo di indagine per ricerche di carattere qualitativo; laddove per determinazioni di carattere quantitativo e di particolare delicatezza e precisione, va adoperato soltanto con un continuo controllo delle sue caratteristiche di taratura e di sensibilità.

3. - Misure per variazione di capacità.

Le misure di spostamenti eseguite mediante la determinazione di variazione di capacità di un condensatore possono scindersi in due distinte classi, a seconda che si produce un cambiamento di capacità in seguito a variazioni delle dimensioni geometriche di un condensatore ovvero un mutamento del valore della costante dielettrica del mezzo, posto fra le armature di un condensatore fisso.

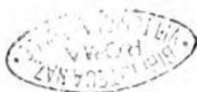
Occupiamoci per ora della prima categoria di misure, la quale è molto più importante della seconda, ed ha dato luogo a numerose ricerche.

L'idea di misurare spostamenti mediante determinazione delle variazioni di capacità prodotte dal variare della distanza fra le due armature piane e parallele di un condensatore, spetta al Whiddington (5). Questi fino dal 1920 studiò un ultramicrometro, nel quale si sfrutta la sensibilità dei circuiti oscillanti ad alta frequenza alla variazione di opportune capacità inserite in circuito. In seguito Dowling nel 1921 (6) segnalava la possibilità di notevoli applicazioni dell'ultramicrometro come apparecchio registratore; e da allora le applicazioni del metodo si sono subito moltiplicate a cominciare da quelle di Sucksmith (7) per la misura di piccoli incrementi di temperatura, di Pflüger (8) per la misura di piccole variazioni di angolo, per venire poi alle più svariate ed interessanti applicazioni in ogni ramo della fisica e della tecnica.

E' d'uopo notare che i sistemi di ultramicrometro a condensatore su circuiti oscillanti, escogitati e descritti in seguito ai primi tipi apparsi, sono numerosissimi; eseguendo i calcoli si possono progettare apparecchi di sensibilità fantastiche, ma all'atto pratico questi micrometri, che pure raggiungono sensibilità elevatissime, devono essere provati e vagliati sperimentalmente, per tener conto di tutte le eventuali ed imprevedibili cause perturbatrici.

a) *Misura per corrente di risonanza.*

Variazioni di capacità si possono misurare mediante variazioni di intensità di corrente in un circuito risonante, alimentato con corrente ad alta frequenza (Misura per corrente di risonanza). Si considerino due circuiti accoppiati (fig. 5) uno dei quali venga alimentato da una f. e. m. alternativa di frequenza $f = \omega / 2\pi$ e sia percorso da una corrente I; l'accoppiamento fra i due circuiti viene stabilito sufficiente-



mente lasco, in modo tale che variazioni di corrente i secondaria (dovute ad esempio a variazioni di C) non reagiscano apprezzabilmente sul circuito primario; i due circuiti sono cioè accoppiati in modo che la I si mantenga costante comunque varii la i.

La relazione che dà la corrente i nel secondo circuito è:

$$i_{eff} = \frac{\omega M I}{\sqrt{R^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}}.$$

Se si traccia il diagramma della i_{eff} in funzione di $1/C$ si ottiene una curva di risonanza, che presenta un massimo per il valore di $C = 1/\omega^2 L$; si ha precisamente un massimo di corrente allorchè la frequenza propria del circuito accoppiato è uguale alla frequenza della f. e. m. impressa.

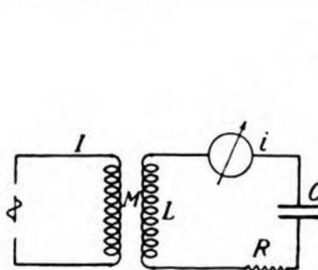


Fig. 5. — Circuiti accoppiati.

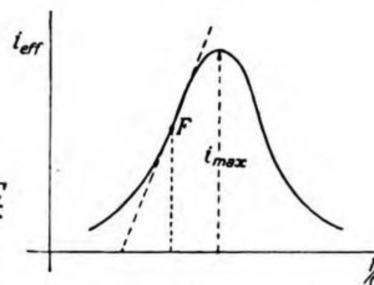


Fig. 6. — Curva di risonanza.

Si regola la capacità C in modo tale da portare la corrente nel punto F di flesso della curva di risonanza (fig. 6); allora per piccole variazioni di $1/C$ si hanno proporzionali variazioni di i_{eff}: ne consegue un metodo per la misura di piccole variazioni di capacità.

Nel punto di flesso la pendenza della tangente alla curva di risonanza è:

$$\frac{d\,i}{d\,\frac{1}{c}} = -0{,}384\,\frac{M\,I}{R^2}$$

e se indico con i_{max} la intensità della corrente di risonanza ho:

$$\frac{d\,i}{d\,\frac{1}{c}} = -0{,}384\,\frac{i_{max}}{\omega R}\quad;$$

misurando invece di i la tensione V ai capi del condensatore si ha:

$$\frac{dV}{d\frac{1}{c}} = \frac{1{,}09\,L}{R^2}\,V_{\max}.$$

Con queste relazioni si può valutare la sensibilità del dispositivo.

Un dispositivo pratico può essere realizzato nel modo seguente: (fig. 7) il triodo V_1 funziona da oscillatore e genera la corrente I di pulsazione ω che agisce sul circuito secondario, nel quale viene in-

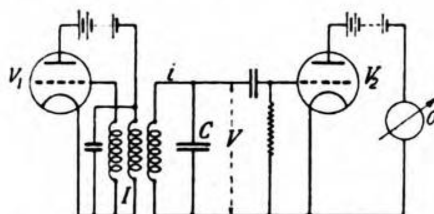


Fig. 7. — Misura di spostamenti per variazione di corrente di risonanza.

serita la capacità C: il valore di C deve essere tale da portare il circuito risonante a lavorare nel punto di flesso della curva di risonanza. Invece di misurare direttamente variazioni di corrente i, si determinano le variazioni della tensione ai capi del condensatore: questa tensione viene portata alla griglia del triodo V_2 attraverso una resistenza e una capacità inserite in modo tale da far agire V_2 come rivelatore per caratteristica di griglia: quindi variazioni di tensione, dovute a variazioni di capacità, fanno cambiare il valore della corrente anodica continua di V_2, corrente che può venire registrata da un oscillografo.

La scelta del triodo rivelatore è molto importante e delicata; infatti, per avere variazioni proporzionali di $1/C$ e della corrente anodica in limiti sufficientemente estesi, occorre compensare la curvatura della caratteristica di rivelazione di V_2 con la curvatura della curva di risonanza nel punto di funzionamento. La corrente anodica a riposo del secondo triodo viene poi compensata mediante un dispositivo potenziometrico, per poter misurare o registrare soltanto variazioni di detta corrente, prodotta dal variare di C.

La capacità C consta di tre diversi condensatori in parallelo: un primo condensatore fisso porta il circuito risonante nei pressi delle condizioni di lavoro desiderate; un secondo condensatore variabile permette di portare il circuito esattamente nel punto di funzionamento più adatto; il terzo condensatore, di misura, presenta una capacità variabile in funzione dello spostamento di una delle sue armature, e permette di ricondurre a una misura di capacità la misura dello spostamento.

Se il condensatore di misura è formato da due armature piane parallele e circolari di R cm di raggio, distanti fra loro di δ cm, esso ha una capacità:

$$C = \frac{\pi R^2}{4 \pi \delta} \text{ u. e. s.} = \left(\frac{R}{2}\right)^2 \frac{1}{\delta} \text{ u. e. s.}$$

Una variazione di distanza $\Delta \delta$ fra le armature porta una variazione di capacità ΔC tale che:

$$\frac{\Delta C}{C} = - \frac{\Delta \delta}{\delta}.$$

Così ad esempio:

per $R = 3$ cm $\delta = 0,02$ cm $\Delta \delta = 10^{-4}$ cm si ha: $C = 112$ u. e. s. $\Delta C = 0,56$ u. e. s.

In buone condizioni di misura si possono agevolmente avere variazioni di corrente continua di 1 mA per variazioni di una u. e. s. nella capacità: quindi con un condensatore di misura come quello sopra descritto si ha la possibilità di dedurre dalla lettura di un microamperometro uno spostamento di un'armatura rispetto all'altra dell'ordine di qualche centesimo di micron.

L'oscillatore non deve generare frequenze troppo basse, per poter ottenere una buona sensibilità, nè troppo alte per non dover temere eccessive cause perturbatrici: una frequenza compresa fra 1 e 3 megahertz pare la più consigliabile.

L'apparato si presta assai bene alla registrazione di vibrazioni, poichè non presenta che inerzia assai limitata; si può asserire che il limite superiore di frequenza registrabile dipende dall'inerzia dell'equipaggio mobile dell'oscillografo; con buoni apparecchi si possono registrare vibrazioni che raggiungono frequenze di 5000 hertz.

Un notevole vantaggio di questi apparecchi è la variazione quanto mai facile della sensibilità. Per definire quest'ultima, si indica il valore dell'amplificazione dell'apparato, ossia il rapporto fra la deviazione registrata dall'oscillografo e lo spostamento dell'armatura del condensatore. Con apparati ben costruiti si può raggiungere un'amplificazione di 10^5.

Mediante questo dispositivo sono state eseguite numerose determinazioni di varia natura: particolarmente interessanti quelle eseguite dal Thoma (9) di vibrazioni di organi meccanici in movimento.

In fig. 8 sono riportati alcuni oscillogrammi eseguiti da quell'autore, e danno prova degli interessanti rilievi che per altra via sarebbe difficile, se non impossibile eseguire.

Un organo delicato che deve essere progettato e costruito volta per volta è il condensatore di misura, che va adattato ad organi di macchine delle forme più svariate.

Con opportuni artifizi si possono dedurre altri dati che non siano quelli ricavabili da semplici spostamenti lineari. Così ad esempio il Thoma per poter rilevare le vibrazioni torsionali dell'asse di un motore del dirigibile « Graf Zeppelin » applica all'asse stesso un sistema

a corona dentata come è indicato in figura 9; le armature del condensatore di prova sono formate dalle superficie affacciate dei due organi calettati a distanza sull'asse del motore; si vede che variazioni di angolo di torsione provocano una conseguente variazione di capacità, che può essere registrata da un oscillografo.

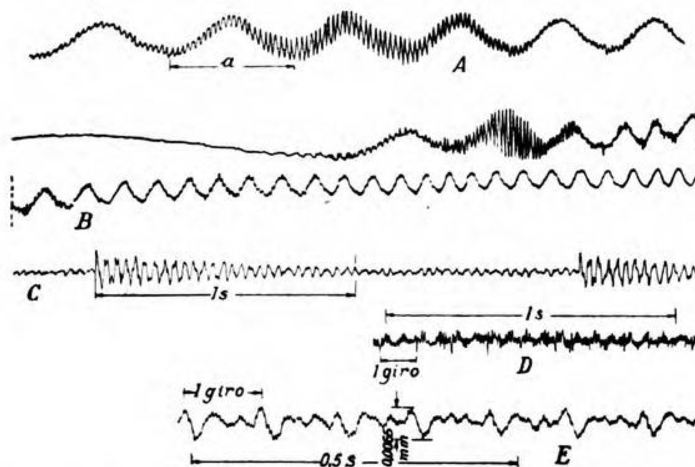


Fig. 8. — Oscillogrammi di vibrazioni ottenuti col metodo di Thoma.
A) Vibrazioni trasversali dell'asse di un alternatore per trazione durante l'avviamento [*a*) durata di un giro: la velocità cresce da 101 a 123 giri/min].
B) Inizio della vibrazione a un cuscinetto.
C) Oscillazioni proprie nel pistone di un motore per trazione.
D) Moto della carcassa di un alternatore per trazione.
E) Vibrazioni dell'asse di una macchina a vapore per trazione.

Con un sistema di due condensatori C_1 e C_2, affacciati ad un albero rotante in due punti ortogonali su una data sezione dell'albero stesso (fig. 10), si può avere ad un tubo di Braun l'immagine ingrandita del movimento della traccia dell'asse dell'albero; se ne possono dedurre dati interessanti per lo studio dell'equilibramento dei rotori in genere.

Questo dispositivo di misura può avere anche applicazioni come micrometro per misure statiche: ad esempio Loebe e Samson (10) hanno costruito un calibro sensibile al decimo di micron per la misura del diametro di fili molto sottili (filamenti di lampade elettriche ad incandescenza). La variazione di capacità viene portata al condensatore di misura mediante un sistema di leve (fig. 11): un'armatura del condensatore si sposta al variare della distanza fra le due punte *P*, attraverso le quali si fa scorrere il filo in esame. Si sono così potute rilevare irregolarità che filamenti di lampade ad incandescenza pre-

sentano nel senso della lunghezza, come pure variazioni di diametro in determinate sezioni. La frequenza di alimentazione era di 10^7 hertz.

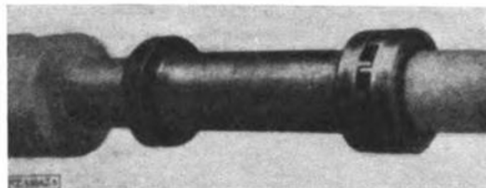


Fig. 9. — Misuratore elettrico di vibrazioni torsionali.

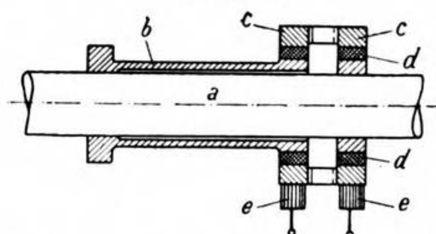


Fig. 9 *bis*. — Misuratore elettrico di vibrazioni torsionali - (Sezione longitudinale) *a*) albero d'elica - *b*) manicotto - *c*) corona di denti - *d*) spessori isolanti - *e*) spazzole.

Si può infine comprendere facilmente come la misura di una pressione possa venire determinata utilizzando le variazioni di capacità: ma difficoltà di varia natura e soprattutto la possibilità di usare metodi

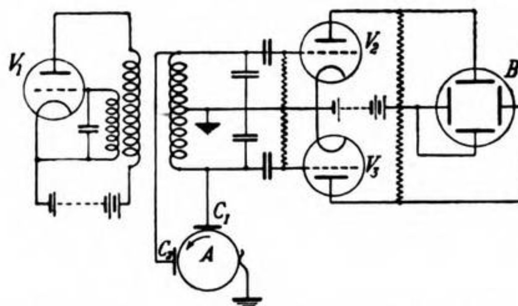


Fig. 10. — Rilievo al tubo di Braun del moto del centro di un albero rotante.

più semplici (contatti a carbone) o più esatti (quarzi piezoelettrici) a tale scopo non rendono forse in linea di massima consigliabili tentativi rivolti in tal senso.

b) *Misure per variazione di frequenza.*

Un secondo metodo di misura si basa sulla determinazione di variazione di frequenza causata da una variazione di capacità. Il condensatore di misura *C* (fig. 12) forma con una bobina indeformabile il circuito oscillante di un triodo V_1 oscillatore, che genera una cor-

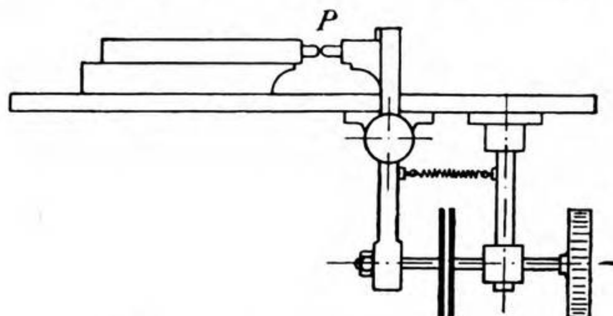


Fig. 11. — Micrometro di Loebe e Samson.

rente ad elevata frequenza. Quest'ultima è funzione della capacità del condensatore di misura. Un secondo triodo oscillatore V_2 genera una corrente di frequenza perfettamente costante.

I due complessi oscillanti sono collegati per mezzo delle bobine L_1 ed L_2 a un terzo circuito, nel quale sono indotte correnti delle fre-

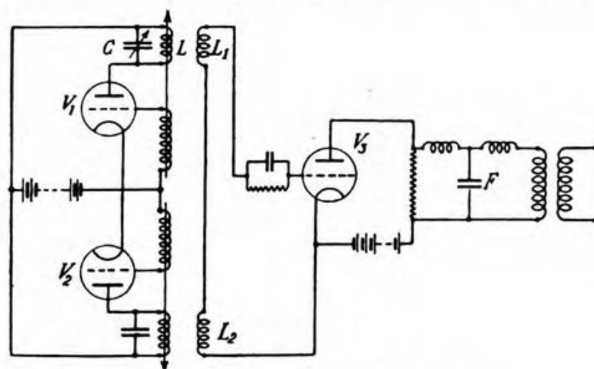


Fig. 12. — Ultramicrometro a battimenti.

quenze dei due oscillatori, che creano battimenti, da cui, dopo il raddrizzamento operato dal triodo V_3, risulta una corrente di frequenza eguale alla differenza fra le frequenze dei due oscillatori. Il filtro *F* ha lo scopo di eliminare le componenti ad alta frequenza; la tensione a frequenza differenziale che si ha nel circuito anodico del triodo rivelatore, può venire in seguito convenientemente amplificata.

Il condensatore di misura C ha una capacità variabile in funzione dello spostamento di una delle sue armature: a causa di una variazione di C segue una variazione della frequenza emessa dall'oscillatore, di cui C fa parte, e quindi anche un cambiamento della frequenza differenziale di battimenti: si può allora ricondurre la misura di uno spostamento alla determinazione di una frequenza.

Il primo ultramicrometro del Whiddington (5) si basa su questo principio; numerosi dispositivi analoghi sono stati studiati e presentano caratteristiche diverse, a seconda che si adattano a misure statiche o dinamiche.

Nel primo caso, per misure di alta sensibilità e precisione si ricorre a metodi di zero. Si regolano i due oscillatori ad alta frequenza in modo tale che la frequenza differenziale sia di 1000 periodi al secondo in condizioni di riposo: in seguito a deformazione di C tale frequenza subisce una variazione; mediante un condensatore variabile C' inserito in parallelo su C si riporta la frequenza differenziale a 1000 hertz. Ciò si può eseguire annullando i battimenti che si generano fra la frequenza differenziale e quella di una corrente emessa da un oscillatore locale a 1000 hertz, mantenuto in vibrazione da un elettrodiapason. Con opportuna taratura, o per mezzo della conoscenza delle dimensioni di C, si passa dalla determinazione della capacità a quella dello spostamento.

Questo metodo di misura è di grandissima sensibilità, poichè si possono agevolmente sentire battimenti, quando la frequenza dell'elettrodiapason e la frequenza differenziale differiscono di un hertz. Si riesce di conseguenza a rilevare la variazione di un hertz nella frequenza dell'oscillatore V_1: e se quest'ultimo oscilla su una frequenza f si può riportare il sistema all'equilibrio con l'approssimazione di $1/f$. Con buona approssimazione si può porre: $(2\pi f)^2 \, LC = 1$ e quindi: $8\pi^2 f L \;\; df = d\,(1/C) = df/f\,C$.

Se il condensatore di misura è ad armature piane parallele distanti fra loro di δ si ha evidentemente $d(1/C) \;/\; 1/C = d\delta/\delta$, ossia $2\,df/f = d\delta/\delta$ e per $f = 10^6$, $df = 1$, $\delta = 1$ mm, $d\delta = 2.10^{-6}$ mm.

Si vede da questi dati quale enorme sensibilità sia possibile teoricamente conseguire, sebbene in pratica essa sia limitata da varie cause perturbatrici; si può tuttavia, con l'uso di circuiti accuratamente scelti ed eseguiti, raggiungere un grado di approssimazione delle misure eccezionalmente elevato.

Fra le numerose avvertenze, che si rendono necessarie per la realizzazione pratica di simili dispositivi, è d'uopo ricordare, che occorre una accurata schermatura di tutto il complesso, per evitare disturbi dovuti a capacità parassite, e una separazione fra i due oscillatori ad alta frequenza per evitare la possibilità di reciproche influenze. (Bisogna ricordare che due circuiti oscillanti su frequenze vicine tendono a «trascinarsi» verso una frequenza comune: è principalmente per questa ragione che si stabilisce una frequenza differenziale di circa 1000 periodi al secondo in condizioni di spostamento nullo, anzichè mettere inizialmente all'unissono i due oscillatori, come parrebbe a prima vista più semplice e conveniente per rendere agevole la misura).

Inoltre i circuiti oscillanti vanno scelti fra quelli di grande stabilità di frequenza, condizione questa essenziale per poter spingere la sensibilità a valori elevati. Con tale apparato sono state eseguite determinazioni di varia natura: citiamo fra le altre quelle di magnetostrizione in campi deboli, condotte da G. Dietsh (11) con onde di 70 metri, con la possibilità di misurare allungamenti $\Delta l/l$ dell'ordine di 10^{-8} su sbarre di $l = 40$ cm, opportunamente magnetizzate: quindi variazioni assolute di lunghezza del millimicron.

Se si vuole invece registrare uno spostamento rapidamente variabile con il tempo è necessario essere in possesso di un apparecchio registratore di frequenza: potrebbe servire all'uopo il frequenziometro a triodi (12), quando la frequenza differenziale a riposo sia elevata rispetto alla frequenza della vibrazione da esaminare. Un interessante complesso è quello usato dall'Aviazione francese per la misura della deformazione delle ali di aereoplani in volo. L'apparato secondo lo schema di fig. 12 genera una frequenza differenziale f, ed è installato a bordo del velivolo: il condensatore di misura ha un'armatura collegata ad una determinata regione dell'aereoplano, mentre l'altra armatura è fissata ad una parte della membratura, la quale servirà come sistema di riferimento. Nel velivolo è pure sistemato un posto emittente, il quale trasmette un'onda persistente di determinata frequenza, modulata dalla bassa frequenza f dei battimenti dell'apparato di misura.

A terra si ha un'apparecchiatura composta di un ricevitore ad antenna verticale non direttiva; tale apparecchio consta di uno o due stadi di amplificazione a risonanza sulla lunghezza d'onda emessa dalla trasmittente sul velivolo, di un triodo rivelatore e di uno o due stadi di amplificazione a bassa frequenza, che forniscono all'uscita un'onda di frequenza f: la quantità che interessa rilevare è appunto il valore di tale frequenza. Le evoluzioni dell'apparecchio modificano continuamente la intensità di trasmissione, e la corrente di uscita al ricevitore varia a volte anche da uno a dieci: si tratta di registrarne la frequenza di modulazione malgrado tali notevoli variazioni di ampiezza.

Il problema viene risolto nel seguente modo: la corrente di uscita opportunamente filtrata (per liberarla dalle armoniche) attraversa l'equipaggio di un oscillografo, che vibra con la frequenza f impressa, sia pure con ampiezza variabile: un raggio luminoso, riflesso dallo specchio dell'equipaggio mobile, colpisce attraverso un'apposita fessura una cellula fotoelettrica, che viene così illuminata una volta ogni periodo indipendentemente dall'ampiezza dell'elongazione dell'oscillografo. Ne segue, che la corrente fotoelettrica sarà di ampiezza costante, e di frequenza eguale a quella della corrente di uscita: un amplificatore con accoppiamento a impedenza fra stadio e stadio (avente cioè una amplificazione proporzionale alla frequenza) seguito da un raddrizzatore, dà all'uscita una corrente continua la cui intensità è funzione univoca della frequenza di battimenti emessa dall'apparato sul velivolo, e quindi anche della deformazione che si vuole studiare. Mediante l'uso del frequenziometro a triodi (12) si può studiare un dispositivo assai più semplice.

Giova rilevare ancora, che il pregio importante di questi sistemi

di misura sta nella possibilità di trasmettere a distanza a mezzo anche di radioonde le indicazioni di uno spostamento e di una vibrazione. Ciò è dovuto al fatto che la quantità da misurare è una frequenza, la quale rimane invariata qualunque sia il mezzo di trasmissione e l'apparato di ricezione. E' basandosi su questo stesso principio, che si possono trasmettere a distanza le indicazioni degli strumenti di misura con trasmissione ad alta frequenza lungo la linea ad alta tensione (il condensatore del circuito oscillante viene in questo caso collegato all'indice dell'apparecchio di misura); si ha così la sicurezza di indicazioni in arrivo indipendenti dalle condizioni, in cui si trova la linea al momento della trasmissione.

c) *Misure col ponte di capacità.*

Un terzo metodo di misura è quello, studiato da A. Schulze, che utilizza la corrente o la tensione di squilibrio di un dispositivo a ponte (13). La misura si esegue ricorrendo a un circuito a ponte di capacità (fig. 13), nel quale la C_x subisce le piccole variazioni, che

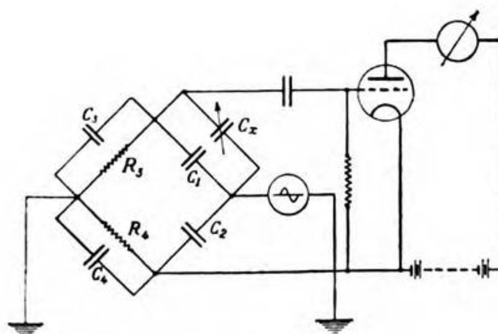


Fig. 13. — Ponte di misura di capacità.

si vogliono registrare; C_x viene inserito in parallelo a un condensatore variabile C_1, col quale si porta a zero il ponte, ricorrendo pure a regolazione delle due resistenze R_3 ed R_4. Il ponte viene alimentato a frequenza di qualche migliaio di hertz: nella diagonale di misura viene inserito come rivelatore un triodo rivelatore per caratteristica di griglia: la corrente di squilibrio, dovuta a variazioni di C_x, dopo il raddrizzamento viene registrata all'oscillografo. Si possono registrare variazioni di un centesimo di micro-microfarad, e variazioni relative di capacità di $1 : 10^5$.

Se e_g è la tensione alternata di griglia del triodo rivelatore, e i_a è la corrispondente variazione di corrente anodica, con buona approssimazione si può ammettere (per piccole ampiezze di e_g): $i = F e^2$ (F costante di rivelazione del triodo).

Per rendere sensibilmente lineare la relazione fra variazione di corrente anodica e variazione di tensione di griglia, in condizioni di riposo si squilibra il ponte di modo che si abbia già una tensione e_g'

alla griglia del triodo, tale che le variazioni che si utilizzano siano piccole rispetto a detto valore e_g'.

Un altro sistema di rivelazione da applicarsi alla stessa diagonale del ponte è quello descritto da Carsten e Walter (14). Con le notazioni di fig. 14 D_1 e D_2 sono due raddrizzatori (ad ossido di rame o

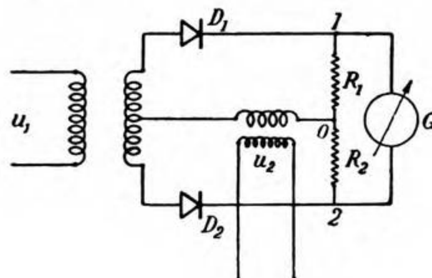


Fig. 14. — Circuito di rivelazione di Carsten e Walter.

diodi); in u_1 viene applicata una tensione alternativa ausiliaria di egual frequenza di quella di alimentazione del ponte; in u_2 viene applicata la tensione di misura, che si ha nella diagonale galvanometrica del ponte.

Se la tensione ausiliaria indotta in metà del secondario di u_1 è:

$$E_a \, e^{j(\omega t + \delta)}$$

e la tensione di misura indotta nel secondario di u_2 è:

$$E_m \, e^{j(\omega t + \varepsilon)}$$

il potenziale medio del punto 1 rispetto a 0 risulta:

$$E_1 = k \, (E_a + E_m \, e^{j\alpha})$$

quello del punto 2 rispetto a 0:

$$E_2 = k \, (E_a - E_m \, e^{j\alpha})$$

ove $\alpha = \delta - \varepsilon$.

La tensione applicata al galvanometro è allora:

$$E_1 - E_2 = k \, E_a \left\{ \sqrt{1 + 2 \frac{E_m}{E_a} \cos \alpha + \left(\frac{E_m}{E_a}\right)^2} - \right.$$
$$\left. - \sqrt{1 - 2 \frac{E_m}{E_a} \cos \alpha + \left(\frac{E_m}{E_a}\right)^2} \right\}.$$

Se $E_m \ll E_a$, si ha con buona approssimazione che la tensione al galvanometro risulta eguale a $2\,k\,E_m \cos \alpha$, quindi proporzionale alla



tensione di misura (oltre che a cos α, che conviene evidentemente sia pari o prossimo ad 1) e indipendente dalla tensione ausiliaria. Mediante un dispositivo a ponte Schultze ha eseguito rilievi di deformazioni istantanee dovute a magnetostrizione in vari materiali sottoposti all'azione di flussi magnetici alternati.

Una interessante applicazione di questo circuito è stata fatta da Schering e Vieweg (15) per la determinazione dello spessore dello strato di lubrificazione nei cuscinetti. La parte fissa e quella mobile

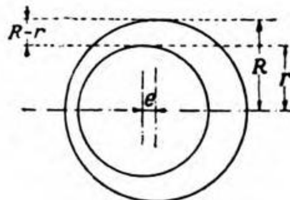


Fig. 15.
Capacità fra supporto e albero rotante.

del cuscinetto cilindrico formano le due armature del condensatore, mentre il dielettrico ne è lo strato lubrificante. (E' da notare, che la costante dielettrica degli oli usati variava poco con la temperatura, e precisamente da 2.26 a 2.18 per temperature rispettivamente di 20° e di 80° centigradi).

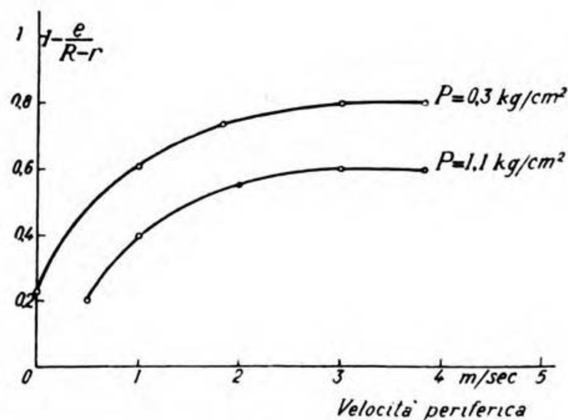


Fig. 16. — Misure del comportamento di un cuscinetto.

Con le notazioni di fig. 15 si ha che la capacità K di tale condensatore è data da $K = K_0 \sqrt{1 - \left(\frac{e}{R-r}\right)^2}$ ove con K_0 si indica la

capacità, che si avrebbe per l'albero perfettamente centrato nel cuscinetto. Nei casi, che sono stati esaminati, tale capacità era di circa 2000 $\mu\mu F$; sono stati così ricavati alcuni grafici (fig. 16), dai quali si può dedurre lo spessore dello strato isolante in funzione del carico e della velocità di rotazione dell'albero.

Un sistema di misure, che presenta analogie coi precedenti, è stato studiato dal Reisch (16) (fig. 17) : si tratta di un sistema a ponte

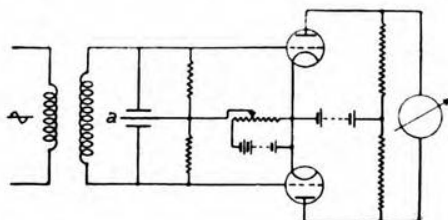


Fig. 17. — Ultramicrometro di Reisch
a) Armatura mobile del condensatore differenziale.

con condensatore differenziale : con questo dispositivo l'autore ha raggiunto elevate sensibilità di misura ed ha potuto rilevare spostamenti di frazioni di millimicron, e variazioni relative di capacità di 10^{-8}.

Questa pare effettivamente la massima sensibilità raggiungibile oggi con apparati elettrici, tenuto conto delle fluttuazioni inevitabili, che si hanno nell'emissione dei filamenti dei triodi, nelle tensioni delle batterie, ecc. Con tale sensibilità resta aperto il campo a tutta una serie di determinazioni del massimo interesse così pratico, come scientifico : dalle misure gravimetriche alle determinazioni di pressione di radiazione, alla misura di deboli pressioni gassose, all'analisi di gas, ecc.

Il compito che il tecnico deve ancora risolvere è quello della costruzione di apparecchi che ai requisiti di sensibilità e di precisione accoppino quelli di sicurezza di funzionamento, e di semplicità e praticità nell'uso corrente.

d) *Metodo di valor massimo o valor efficace.*

Nello studio delle vibrazioni di organi meccanici si presenta a volte il problema di ricercare il valore efficace o massimo della elongazione, senza che interessi in modo particolare registrarne i valori istantanei.

Tutti i metodi già esposti, atti a rilevare oscillogrammi, che riproducono l'andamento degli spostamenti col tempo, possono dare indicazioni di valor massimo o efficace della vibrazione, quando all'oscillografo si sostituisca un opportuno apparecchio, voltmetro o amperometro, a indicazioni di valor massimo o efficace.

Un circuito particolarmente semplice atto a tali misure è quello

che si adotta nei microfoni a condensatore: le armature del condensatore di misura sono polarizzate da una batteria di pile o accumulatori E, di circa $100 \sim 200$ volt (fig. 18); in serie al condensatore si inserisce una forte resistenza R dell'ordine del megaohm: i capi della resistenza sono collegati ai morsetti di entrata di un amplificatore a resistenza e capacità (per es. a tre stadi, che renda possibile allo strumento finale la lettura di tensioni di entrata dell'ordine del millivolt).

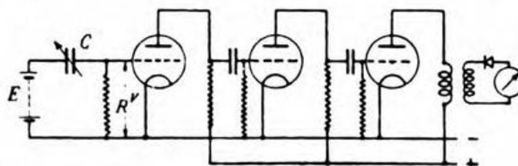


Fig. 18. — Misura dell'ampiezza (o del valore efficace) di una vibrazione ($\omega\, C\, R \gg 1$).

Dalla teoria dell'apparecchio (17) si ha:

$$V = E \frac{\Delta\,\delta}{\delta} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{1}{\omega\, C\, R}\right)^2}}$$

ove V è la tensione di entrata all'amplificatore, δ la distanza allo stato di riposo fra le armature del condensatore di misura C e $\Delta\,\delta$ la sua variazione massima per effetto della vibrazione. Questo apparato non si presta per misure di spostamenti molto lenti, ed anche alla registrazione dello spostamento stesso, mentre per l'assenza di circuiti in alta frequenza e per la sua notevole semplicità si adatta molto bene per la determinazione dei valori efficaci (o massimi) di una vibrazione di frequenza sufficientemente alta.

e) *Misure per variazioni del regime di un oscillatore a triodi.*

Un'altra classe di apparecchi si basa sul fatto che variando la capacità del circuito oscillante di un generatore a triodi, varia, oltre alla frequenza generata, anche l'intensità della corrente oscillatoria, per conseguente variazione di comportamento di tutto il sistema. Se si applica alla griglia (fig. 19) un condensatore posto in parallelo su una forte resistenza, si ha un raddrizzamento della corrente oscillante per caratteristica di griglia, e in definitiva variazione di corrente continua anodica per effetto della variazione della capacità del circuito oscillante.

Lo studio teorico di questo circuito (autodina) presenta notevoli difficoltà dato il suo complesso funzionamento; un tale apparato non permette di raggiungere la sensibilità che si può ottenere con altri già descritti; occorre poi tener presente che per avere buona rivelazione per corrente di griglia il triodo (che per ottenere una suffi-

cente sensibilità deve avere una certa potenza ∼ 10 ∼ 20 watt) non oscilla nelle migliori condizioni di rendimento; si riscalda, ed ha un funzionamento meno stabile e regolare. Il vantaggio essenziale di que-

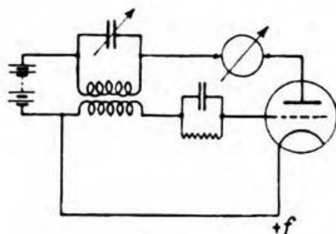


Fig. 19. — Ultramicrometro ad autodina.

sto dispositivo è quello di richiedere un solo triodo per il funzionamento: vantaggio però che non compensa sempre gli altri inconvenienti.

Fra gli apparecchi di quest'ultimo tipo si può citare l'ultramicrometro di Obata (18) rappresentato in fig. 20: il tasto a sei vie *K* permette di riportare la misura sia a un potenziometro *P*, per la deter-

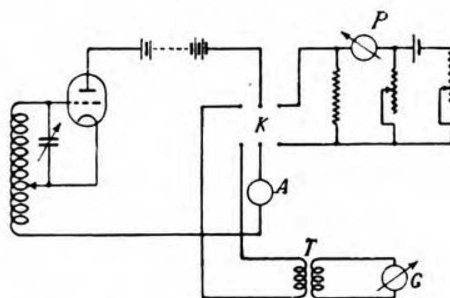


Fig. 20. — Ultramicrometro di Obata.

minazione di spostamenti statici, sia al trasformatore *T*, avente il secondario chiuso su un milliamperometro a termocoppia, per misura di vibrazioni. L'oscillatore genera una frequenza di 600.000 hertz: la rivelazione della corrente oscillante avviene per curvatura di caratteristica di placca.

Un metodo di misura, studiato dal Sachsenberg, può essere adottato per particolari ricerche (19): tale apparato funziona come relais, poichè dà soltanto indicazioni, se lo spostamento in esame risulta maggiore o minore di una lunghezza prefissata. In questo dispositivo si ha un triodo oscillatore, con condensatore derivato su resistenza alla griglia (fig. 21). L'oscillatore consta di due circuiti oscillanti, uno

su placca e l'altro su griglia, accoppiati strettamente fra loro, in modo da essere prossimi ai limiti di disinnesco: allorchè la capacità C_x supera un determinato valore, si disinnescano le oscillazioni, e si ha una brusca variazione di corrente anodica; sul circuito di placca è inserito un relais che agisce su un circuito di misura dando indicazioni se la capacità è maggiore o minore di C_x, e quindi se lo spostamento supera o no un dato limite prefisso.

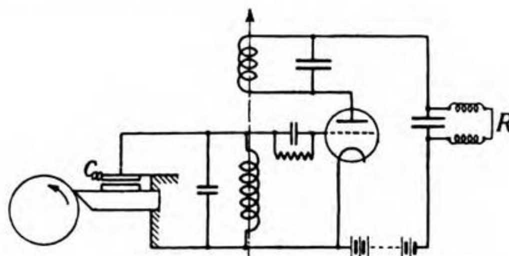


Fig. 21. — Ultramicrometro di Sachsenberg applicato alla determinazione della pressione di un utensile al tornio.

f) *Misure per variazione di costante dielettrica.*

Misure di pressione per variazione di capacità si possono anche conseguire eseguendo determinazioni su un condensatore fisso fra le armature del quale è interposto un mezzo di costante dielettrica variabile con la pressione da misurarsi.

Questo metodo di misura presenta qualche analogia con quello proposto dal Rapps (20), il quale determina variazioni di pressioni mediante misure di indice n di rifrazione in un gas o in un liquido trasparente: metodo però sensibile e limitato dal fatto, che è indispensabile ricorrere a misure su mezzi trasparenti posti in recipienti trasparenti.

Ne deriva però l'idea di determinazioni mediante misure di costante dielettrica ϵ (legata come è noto all'indice di rifrazione dalla relazione di Maxwell $\epsilon = n^2$); questa misura è resa ora agevole con metodi in alta frequenza: questa via ha seguito il Trendelenburg (21), che è giunto ad interessanti applicazioni. La relazione fra costante dielettrica ϵ e densità ρ di un liquido è data dalla legge di Mossotti-Clausius:

$$\frac{\epsilon - 1}{\epsilon + 2} \frac{1}{\rho} = L.$$

In prima approssimazione L è una costante. Sviluppando i calcoli, nel caso del benzolo ($\rho = 0{,}879$, $\epsilon = 2{,}279$) si ottiene per una compressione isotermica:

$$\frac{\Delta \epsilon}{\epsilon} = 7.2\ 10^{-5} \Delta p,$$

per una compressione adiabatica :

$$\frac{\Delta \epsilon}{\epsilon} = 5.76\ 10^{-5}\ \Delta p.$$

Stabilite così le relazioni fra costante dielettrica e pressione si hanno dati necessari per interpretare i risuitati delle misure.

Nelle ricerche del Trendelenburg il condensatore fisso è cilindrico con una distanza di 0,5 mm fra le armature. La camera di pressione viene riempita di olio, e la camera di misura di benzolo; dato il breve tempo occorrente per la misura, non è da temere che l'olio si mescoli in quantità sensibile con il benzolo. Il circuito di misura adottato corrisponde allo schema di fig. 7.

Le variazioni di capacità sono assai piccole, anche per notevoli pressioni : con l'apparato in questione si ha una sensibilità di 19 mA per 250 kg/cm^2, con variazione lineare fino a tale valore della pressione. Con questo dispositivo sono state eseguite varie ricerche; fra le altre si sono eseguite registrazioni di pressione in pompe ad olio, ecc.

Se questo tipo di determinazioni non ha trovato fino ad ora che scarse applicazioni nel campo delle misure di cui ci occupiamo, è d'uopo ricordare come esso sia stato già efficacemente usato per la determinazione del grado di umidità della carta (22), per il controllo della qualità della guttaperga (23), ecc. Per queste misure si è adottato un circuito a ponte, con opportuni amplificatori, e con la possibilità di registrazione, così da ottenere un controllo continuo della qualità del materiale in esame.

4. - Misure per variazione di induttanza.

Sono stati studiati e proposti numerosi metodi di misura che permettono di ricondurre la determinazione di uno spostamento alla misura di una induttanza.

Alcuni di questi sistemi si basano sulle proprietà dei circuiti in alta frequenza, come nelle misure per variazione di capacità. Un dispositivo dovuto a Thomas (24) consta di un generatore a triodi, nel quale l'erogazione varia in seguito a variazioni della induttanza e della resistenza del circuito oscillante. Se (con le notazioni di figura 22) x indica il rapporto fra la induttanza derivata su griglia e quella totale del circuito oscillante, si ha che la frequenza di oscillazione è $f = 1 / 2 \pi \sqrt{LC}$.

Nelle vicinanze di $x L$ si pone un disco di acciaio mobile collegato all'organo vibrante : variano $x L$ ed R, quindi la I, la quale viene rivelata da un secondo triodo rivelatore, ed infine registrata da un oscillografo.

Per circuiti di questo tipo si richiede una frequenza portante elevata di fronte alla frequenza di vibrazione : ma d'altra parte a frequenze già elevate gli effetti dell'avvicinarsi ed allontanarsi di una lamina di materiale ferromagnetico ad una bobina sono assai com-

plessi, anche per la presenza di effetti pellicolari, che tendono a diminuire la sensibilità del metodo col crescere della frequenza.

L'apparecchio, pur presentando i difetti di quello analogo di misura per variazione di capacità, non ne ha tutti i vantaggi; non sembra quindi molto conveniente ricorrere ad esso, tranne che per determinate ricerche nelle quali ragioni di sistemazione o di isolamento sconsiglino l'uso di condensatori.

Si hanno però altri metodi di misura a bassa frequenza, i quali si dimostrano ad un tempo semplici ed assai sensibili. In taluni ad esempio la variazione di induttanza viene prodotta variando il traferro

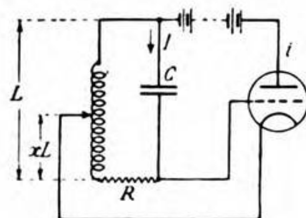


Fig. 22.
Micrometro di Thomas.

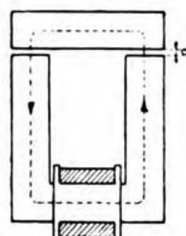


Fig. 23.
Bobina in ferro con giogo mobile.

di una bobina a nucleo di ferro diviso, mediante lo spostamento di un giogo mobile. Un calcolo preciso dell'effetto di tale variazione non è facile, poichè si devono considerare flussi dispersi, variazioni di permeabilità del materiale con il flusso e variazioni della resistenza equivalente del sistema al variare dell'induttanza. Si può tuttavia eseguire un calcolo approssimato per avere un indizio sulla sensibilità ottenibile e una prima norma nel progetto di tali apparati.

Si consideri (fig. 23) una bobina in ferro ad U con un giogo affacciato, separati da un traferro di δ cm; l'avvolgimento di N spire sia percorso da una corrente I. Tracciata la linea media del flusso di induzione, il cui andamento risulta presso a poco quello indicato in figura, si può calcolare la riluttanza del circuito magnetico, mediante la quale si può ricavare il valore dell'induttanza L:

$$L = 0{,}4\,\pi\, N^2 S \,/ \left(\frac{l}{\mu} + 2\,\delta\right)$$

ove S indica la sezione ed l la lunghezza del circuito magnetico.

Per piccole variazioni di δ si ha:

$$\frac{d\,L}{L} = -\,2\,d\,\delta \,/ \left(\frac{i}{\mu} + 2\,\delta\right)$$

e per valori di μ sufficientemente elevati con buona approssimazione:

$$d\,L\,/\,L = -\,d\,\delta\,/\,\delta.$$

Per effetto di variazioni di δ si creano variazioni di flusso nel circuito magnetico, e di conseguenza si genera nell'avvolgimento percorso dalla corrente I anche una f. e. m. di induzione $e = -\frac{d\Phi}{dt}$.

Se δ varia sinoidalmente col tempo:

$$\delta = \delta_0 + \delta_1 \operatorname{sen} \omega t$$

si ha:

$$e_{eff} = \frac{0{,}8\pi}{\sqrt{2}} \frac{N^2 S I}{\left(\frac{l}{\mu} + 2\delta_0\right)^2} \omega \delta_1$$

$$e_{eff} = \frac{2}{\sqrt{2}} L I \frac{\omega \delta_1}{\frac{l}{\mu} + 2\delta_0}$$

e se $\frac{\mu}{l}$ è piccolo di fronte a δ_0:

$$e_{eff} = \frac{\omega L I}{\sqrt{2}} \frac{\delta_1}{\delta_0} \quad ;$$

per $e = 10^{-3}$ volt $\omega = 1200$ $L = 0{,}1$ henry $I = 0{,}1$ ampere $\delta_0 = 0{,}1$ cm, si ha:

$$\delta_1 = 0{,}12\,\mu.$$

E' conveniente avere due avvolgimenti distinti: uno percorso dalla corrente I, che genera un flusso costante, mentre la f. e. m. indotta viene misurata ai capi del secondo.

Il flusso costante può essere prodotto (oltre che da una corrente continua attraverso l'avvolgimento) anche magnetizzando permanentemente il nucleo; si ricade allora nel caso analogo del telefono, del quale si sfruttano le proprietà microfoniche.

La f. e. m. indotta viene poi convenientemente amplificata e può essere letta o registrata; occorre però un amplificatore che dia un guadagno inversamente proporzionale alla frequenza; oppure è necessario avere un complesso bobina-amplificatore corretto in modo da avere costante per un certo intervallo di frequenze la taratura in funzione dello spostamento del giogo mobile.

Con tale dispositivo si possono eseguire con molta semplicità e rapidità determinazioni del valore efficace di una vibrazione: esso si presta forse meno bene per una registrazione accurata.

Per alcune ricerche di carattere qualitativo invece di una bobina come quelle descritte si può semplicemente usare un « pick-up » con la punta fissata alla parte in vibrazione: si ha così un mezzo di eseguire rapidamente rilievi che possono dare utili indicazioni sullo stato di vibrazione di supporti di macchine, ecc.

La determinazione degli spostamenti del giogo mobile si può anche conseguire misurando variazioni di induttanza; questo metodo presenta analogie con i sistemi per la misura di capacità con il ponte. La sensibilità dei due metodi è all'incirca la stessa: si ha infatti con buona approssimazione:

$$\frac{d\,\delta}{\delta} = -\frac{d\,C}{C} = -\frac{d\,L}{L}.$$

Data la analogia fra i due metodi di misura, non si descrivono qui tutti i particolari che l'apparato comporta; noteremo che la registrazione della corrente di squilibrio del ponte si può fare in due modi: o attraverso un rivelatore, che manda all'oscillografo una corrente raddrizzata, o registrando direttamente la corrente modulata: in tal caso occorre usare un oscillografo con momento di inerzia sufficentemente basso per poter registrare le correnti di frequenza portante, la quale a sua volta deve essere grande relativamente alla frequenza di vibrazione che si vuole esaminare.

Uno di questi dispositivi è il micrometro elettrico descritto dal Mershon (25). Il circuito consta di due induttanze L e L': una di misura ed una di paragone: la prima è una bobina a nucleo di mate-

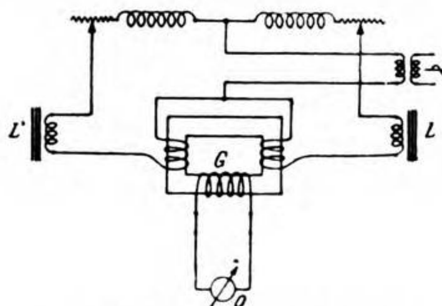


Fig. 24. — Micrometro di Mershon.

riale ferromagnetico col traferro variabile con la vibrazione che si vuol misurare: l'altra ha il traferro spostabile mediante una vite micrometrica per regolare l'equilibrio del sistema. Le due bobine sono inserite nei lati di un sistema differenziale: in condizioni di riposo nell'avvolgimento G (fig. 24) del trasformatore differenziale non passa corrente; il sistema viene alimentato da un alternatore a 500 hertz di un kW di potenza. Il comportamento del circuito è del tutto analogo a quello di un ponte: due lati fissi sono sostituiti da due avvolgimenti bilanciati del trasformatore differenziale, col quale viene pure induttivamente collegato il circuito oscillografico.

Numerose sono le applicazioni del micrometro di Mershon: con esso si possono misurare spostamenti dell'ordine del micron; se si usa come induttanza di misura una bobina chiusa da un diaframma

magnetico si possono registrare pressioni; a volte come giogo mobile si usa lo stesso organo vibrante, quando questo è di materiale ferromagnetico, affacciandolo ad una bobina aperta.

Sono state eseguite con il micrometro prove di pressione d'acqua in un impianto idroelettrico: la bobina di prova aveva il circuito magnetico chiuso da una lamina di circa mezzo millimetro di spessore: attraverso un'apertura del tubo di scarico della turbina veniva ad agire su di essa la pressione dell'acqua. L'apparecchio è stato tarato prima e dopo la misura: si sono ricavati diagrammi ai vari carichi della turbina, dai quali si sono dedotte le pressioni medie per i vari carichi.

Sono state inoltre misurate le vibrazioni dei rotori di grandi turbine sia idrauliche sia a vapore ricavando i dati necessari per l'equilibramento.

L'apparecchio è stato ancora applicato alla determinazione del diagramma indicato di un compressore frigorifero: il pistone funzionava a 1800 corse al minuto primo, e in questo caso sarebbe stato impossibile servirsi di un comune indicatore.

In quanto alla precisione, per spostamenti dell'ordine del centesimo di millimetro si possono avere indicazioni esatte al 5 %; il grado di amplificazione del sistema varia da 150 a 15.000.

Sullo stesso principio Mershon, Matthews e Waite (26) hanno costruito un sensibile calibro per la misura rapida e precisa di parti metalliche che debbono avere determinati spessori.

Questo calibro ha poche parti mobili e permette di eseguire rapidamente misure di grande sensibilità: esso è munito di un milliamperometro indicatore, inserito attraverso un raddrizzatore, che permette una calibrazione al micron. Con tale apparecchio si possono eseguire con tutta rapidità calibrazioni in serie, ad es. di sfere per cuscinetti, con esattezza superiore a quella dei migliori calibri meccanici: l'amplificazione dell'apparecchio è di 10.000.

La necessità di dover disporre di un alternatore di potenza alquanto notevole limita però in certo modo le possibilità di impiego dell'apparato; altri difetti che presentano tali dispositivi sono: la variabilità della taratura con la temperatura e la presenza di membrane elastiche. Quest'ultima può essere un ostacolo per lo studio di fenomeni rapidamente variabili. Per contro non si hanno circuiti ad alta frequenza e non si deve curare in modo particolare l'isolamento: questo fatto rende più agevole la misura, compensando così alcuni inconvenienti che il metodo comporta.

5. - Misure di frequenza e di sfasamento.

E' stato precedentemente descritto un dispositivo, mediante il quale le misure di spostamento vengono ricondotte a misure di frequenza di battimento fra le correnti generate da due oscillatori a triodi collegati fra loro: in tal caso si determina effettivamente una variazione di capacità mediante una misura di frequenza.

Sono stati studiati ed applicati altri metodi, basati su un principio del tutto diverso, che permettono la misura di uno spostamento mediante determinazione di una frequenza acustica.

Questi apparecchi si fondano sul noto principio, che un filo metallico (di acciaio), messo in vibrazione, emette una nota di frequenza proporzionale alla lunghezza ed alla tensione della corda stessa. Se si fissa all'oggetto da controllare il filo, accordato su una determinata frequenza, quest'ultima varia, quando la distanza fra i punti di attacco subisce una modificazione: dalla misura di questa variazione di frequenza si deduce lo spostamento intervenuto fra i punti di attacco.

La misura si può eseguire per risonanza o per comparazione. Nel primo caso (estensometro acustico di Coyne) si ha una corda campione, che viene mantenuta in vibrazione elettricamente, come nei comuni diapason a contatto. La corda di misura viene eccitata mediante un elettromagnete percorso da corrente generata a mezzo della corda campione, che si trova al posto centrale di misura; la frequenza di tale corrente può essere variata agendo su un tamburo graduato che cambia la tensione della corda campione.



Fig. 25. — Tensiometro di Schaeffer.

Quando la frequenza della corda campione viene portata all'unissono con la frequenza della corda di misura, quest'ultima si mette a vibrare per risonanza. Una cuffia connessa al circuito dell'elettromagnete di eccitazione del provino di misura, attraverso un amplificatore a triodi, permette di constatare dal posto di prova le condizioni di risonanza nella corda di misura.

Nei dispositivi a comparazione (tensiometro di Schaeffer) (fig. 25) si hanno invece tre corde, eccitate ciascuna da un circuito diverso: la prima corda è di misura, la seconda di paragone, e la terza, non regolabile, emette una nota fissa e serve a regolare le altre due prima di iniziare la misura. La misura si fa annullando i battimenti fra le frequenze generate dalle vibrazioni della corda di misura e di quella di paragone, mediante la variazione della tensione di quest'ultima. L'annullarsi dei battimenti si constata facilmente per mezzo di una cuffia telefonica.

Se il coefficiente di elasticità dell'oggetto in prova è uguale a quello della corda di acciaio di misura ($E = 2{,}2.10^6$) si possono leg-

gere direttamente sull'apparecchio gli sforzi di tensione cui è sottoposto il materiale in esame.

Nei tipi costruiti industrialmente si ha come limite massimo di misura uno spostamento di 0,23 mm; con una scala di 200 gradi si leggono spostamenti di 0,0011 mm; un decimo di divisione può ancora essere apprezzato con un nonio, e si può rilevare in corrispondenza uno sforzo di tensione di 1,72 kg/cm² in materiali aventi un coefficente di elasticità eguale a quello della corda di misura; la iunghezza normale di quest'ultima è, nel tipo descritto, di 150 mm. Il ponte di misura è munito di un apposito commutatore che permette di fare successive determinazioni su diversi provini.

Le possibili applicazioni di questi apparati sono numerosissime: verifiche di travature, di bielle, di sistemi staticamente indeterminati, determinazioni degli sforzi interni nelle dighe, ecc.

Vantaggi di questo metodo sono la semplicità e rapidità di misura e la facilità di installazione e di applicazione.

Esso si presta però meno bene alla registrazione di vibrazioni rapide sia perchè la corda ha una frequenza già bassa, sia per la difficoltà di poter disporre di un frequenziometro registratore: il frequenziometro a triodi (12) anche in questo caso potrà essere di prezioso ausilio per speciali ricerche; in ogni caso per determinazioni statiche grande pregio dell'apparecchio è quello di richiedere limitata potenza elettrica e di consentire una taratura del tutto indipendente dallo stato di carica delle batterie, il quale potrà influire sulla sensibilità, ma non sulla precisione della misura.

Determinazioni di sfasamento possono venire sfruttate per misure di torsione di alberi rotanti e per la conseguente determinazione sia della potenza, sia delle vibrazioni torsionali. A tal uopo si calettano sull'albero, ad una certa distanza fra loro, i rotori di due alternatori a riluttanza variabile, curando che in assenza di torsione le correnti generate siano in fase fra loro, o presentino uno sfasamento ben determinato. Quando si determina un angolo di torsione fra le due sezioni dell'albero, su cui sono calettati i due rotori, varia lo sfasamento fra le correnti generate; dalla misura di esso è possibile dedurre l'angolo di torsione fra le due sezioni considerate.

La misura dello sfasamento è resa agevole dal fatto che le correnti generate dai due alternatori sono sensibilmente di egual valore efficace (quando naturalmente si curi la eguaglianza dei due alternatori). La misura si può agevolmente eseguire con un fasometro a triodi (27): esso permette di registrare vibrazioni torsionali anche molto piccole, compensando lo sfasamento dovuto alla torsione permanente che si ha per date condizioni di velocità e potenza. La frequenza della vibrazione deve essere bassa in confronto con la frequenza generata e a tal fine conviene scegliere per i due alternatori di misura una frequenza propria sufficientemente alta (ossia un rilevante numero di poli o denti).

Si può anche usare come fasometro il tubo di Braun (28); con esso si possono seguire visualmente variazioni di sfasamento dovute a vibrazioni torsionali molto lente, come quelle che si verificano ad esempio nel caso di grosse turbine.

Questi mezzi di indagine consentono una rilevante sensibilità e precisione; sono praticamente privi di inerzia, e non presentano particolari difficoltà di esecuzione, pur abbisognando di circuiti e di organi alquanto complessi.

6. - Misure piezoelettriche di pressione.

Da tempo sono noti i fenomeni piezoelettrici nei cristalli di tormalina e di quarzo; per effetto di essi si liberano cariche elettriche sulle facce del cristallo, quando esso è sottoposto ad una determinata pressione. Questo fenomeno si può sfruttare per misure di pressione; si usano normalmente in tal caso cristalli di quarzo: essi hanno un modulo di elasticità di $0{,}8\ 10^6$ kg/cm^2: quindi anche per pressioni notevoli si hanno deformazioni del tutto trascurabili.

Quando si esercita una pressione P su una faccia di un cristallo di forma parallelepipeda (opportunamente tagliato rispetto ai suoi assi di simmetria), si libera, su due facce opposte, una quantità di elettricità Q: sperimentalmente si verifica la relazione lineare $P = k\,Q$ (k costante).

Se indico con C la capacità del condensatore formato dal cristallo posto fra due elettrodi metallici, la tensione elettrostatica E alle armature di tale condensatore è data dalla relazione:

$$P = k\,C\,E.$$

Nei quarzi si ha $1/k = 10^{-11}$ Coulomb/kg/cm^2: con le dimensioni dei cristalli che normalmente si usano si ha C dell'ordine di $20\ \mu\mu F$: ne consegue $E = P/2$ (kg/cm^2) / volt.

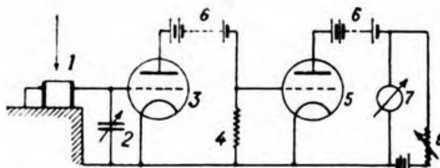


Fig. 26. — Dispositivo Oerlikon per misure piezoelettriche di pressione.

Bisogna tener presente, che tale tensione è elettrostatica, e che si può soltanto rilevare con elettrometri statici. I dispositivi di questo genere, di uso delicato, presentano una notevole inerzia, che non ne rende possibile l'uso per registrazione di fenomeni variabili con una certa rapidità col tempo.

Per misura di pressioni rapidamente variabili sono stati adottati voltmetri statici a triodi. Un tipo studiato dalla Maschinenfabrik Oerlikon (29) è quello di fig. 26. Si applicano a due facce opposte del cristallo 1 due armature metalliche, e si fa agire sul cristallo la pressione: in conseguenza le armature si caricano ad una certa differenza di potenziale: una delle armature è posta a terra e l'altra è collegata alla griglia del triodo di entrata dell'amplificatore. E' necessario

curare scrupolosamente l'isolamento fra griglia e filamento per evitare che il condensatore formato dal quarzo si scarichi attraverso resistenze di dispersione. Il triodo viene isolato in modo tale, da presentare una costante di tempo per la scarica di qualche secondo. Il condensatore *2*, inserito fra griglia e filamento, serve a regolare la sensibilità dell'apparato: si è infatti visto che $P = k\,C\,E$, quindi, con lo stabilire per C un valore opportuno, si può ottenere un conveniente rapporto P/E.

Sul circuito anodico del primo triodo è inserita una resistenza *4* ai capi della quale si ha una tensione proporzionale, entro certi limiti, al potenziale di griglia; questa tensione viene amplificata dal triodo *5* e registrata con l'oscillografo *7*; un sistema di compensazione potenziometrica elimina nell'oscillografo la deviazione permanente dovuta alla corrente normale del secondo triodo. Con questo dispositivo, e con un oscillografo sensibile al milliampere, si può ottenere una deviazione dell'equipaggio di circa 4 cm per 20 kg/cm^2 di pressione.

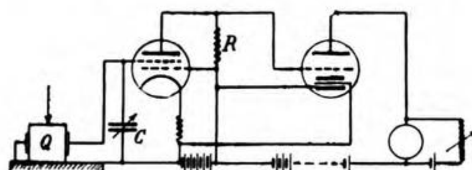


Fig. 27. — Dinamometro di Kluge e Linckh per misure piezoelettriche di pressione.

Un secondo tipo di dinamometro è quello descritto da Kluge e Linckh (30) (fig. 27). Il tubo elettronico di entrata è un tetrodo e le armature del quarzo sono collegate l'una a terra e l'altra alla griglia esterna; naturalmente l'isolamento deve essere accuratissimo: il condensatore C ha, come nello schema precedente, lo scopo di limitare opportunamente la sensibilità del dispositivo.

Una perdita di cariche può anche aversi per l'esistenza di correnti di griglia, che si generano per tensioni di griglia positive (e in triodi normali anche per tensioni negative), quando la tensione anodica è sufficientemente elevata, correnti dovute anche a ionizzazione di residui gassosi nel triodo. Con l'uso dei tetrodi si possono per contro applicare basse tensioni anodiche pur ottenendo il funzionamento normale del tubo; e se si riduce anche la corrente di accensione del filamento, le perdite per corrente di griglia possono risultare del tutto trascurabili. In tali condizioni la costante di tempo del circuito può raggiungere qualche minuto primo. Il secondo triodo amplifica le variazioni di tensione ai capi della resistenza R inserita nel circuito anodico del tetrodo; esso è ad accensione indiretta per evitare influenze fra corrente anodica e corrente di accensione.

La sensibilità del voltmetro è di circa 1,5 mA/volt; in definitiva, con un condensatore C di entrata di 200 $\mu\mu F$ si può avere con un oscillografo una deviazione di 6 mm per pressioni di 40 kg/cm^2.

Una buona sensibilità e stabilità può anche essere ottenuta inserendo il quarzo fra la griglia interna e la placca di un tetrodo, mentre la griglia esterna viene polarizzata a pochi volt positivi.

Dalla Maschinenfabrik Oerlikon sono state eseguite, con il primo dispositivo descritto, prove di pressione in camere di esplosione di interruttori in olio, prove che hanno permesso la verifica dei dati di pressione previsti dalla teoria; in fig. 28 si riproduce uno degli oscillogrammi così ottenuti.

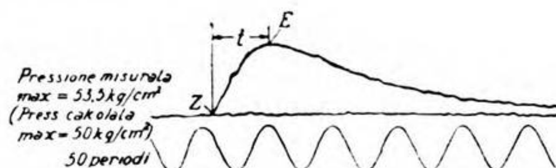


Fig. 28. — Esperienze su camere di esplosione.
E = Fine della combustione.
Z = Accensione.
t = 0,017 sec.

Kluge e Linckh hanno pure eseguito diverse determinazioni: misure di pressione di taglio a un tornio, misure dell'accelerazione di un motore in avviamento e determinazione della reazione di un supporto cui sia fissato un filo che viene improvvisamente caricato.

Da altri autori sono state fatte interessanti applicazioni di questi dispositivi per la determinazione delle pressioni in camera di scoppio nei cannoni, allo scopo di verificare sperimentalmente le teorie della balistica interna; si sono anche rilevati diagrammi indicati di motori a scoppio e ad olio pesante.

Per misure di accelerazione, su una superficie del quarzo viene appoggiato un elettrodo avente una notevole massa: vengono così applicati al quarzo impulsi di pressione ad ogni accelerazione impressa all'elettrodo-massa: tale metodo di misura è stato applicato ad apparecchi a carbone (31), a induttanza (32), e recentemente anche ai quarzi piezoelettrici (33).

Tutti questi metodi di misura, che sarebbero ideali per la determinazione delle pressioni (poichè è praticamente nullo il moto dell'organo sul quale agisce la pressione stessa), presentano il grave inconveniente di richiedere una misura elettrostatica, che è sempre di esecuzione delicata. Nei tipi di voltmetri descritti i triodi o tetrodi di entrata lavorano a griglia libera: è noto come in tali condizioni sia difficile ottenere una buona stabilità nei vari circuiti; soltanto con apparecchi schermati ed isolati «elettrostaticamente» sarà resa possibile una buona misura.

I metodi elettrostatici non sembrano quindi adatti per prove in serie e di normale collaudo, ma possono rendere preziosi servizi per ricerche più delicate ed accurate, durante le quali si possano adottare tutte quelle precauzioni che la misura richiede.

7. - Misure magnetoelastiche di pressione.

E' noto che le azioni meccaniche influiscono sulle proprietà magnetiche dei corpi ferromagnetici; in particolar modo agiscono la tensione e la compressione. Dopo le prime osservazioni del Wertheim, e del Matteucci, lo studio sistematico completo di tali proprietà fu condotto dal Villari (1868), al quale spetta la scoperta dell'esistenza per ogni sostanza ferromagnetica di un particolare valore del campo magnetico induttore, detto «punto critico del Villari», nel quale la permeabilità nei fili assoggetati a una data tensione eguaglia il valore della permeabilità del filo stesso non sollecitato.

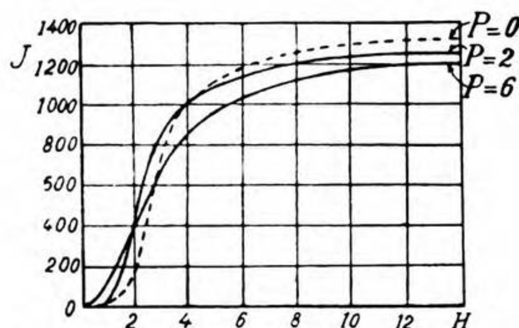


Fig. 29. — Curve di magnetizzazione di fili di ferro sottoposti a tensione.

Le varie curve di magnetizzazione di un dato materiale (in forma di sbarra o di filo) sottoposto a tensioni diverse risultano come è indicato in fig. 29: il punto di incontro della curva corrispondente ad una tensione nulla con quella corrispondente ad un certo valore della tensione determina sull'ascissa il valore del campo critico, il quale diminuisce col crescere della tensione; per determinati valori del campo (ad es. per $H = 3$) si verifica che al crescere della tensione si ha dapprima un aumento, poi una diminuzione nella magnetizzazione. Ad esempio in un filo di ferro per $H = 2{,}46$ oersted si è osservata una magnetizzazione che cresce da 450 a 620, col crescere della tensione da 0 a 1,8 kg, e diminuisce poi fino a 520 per tensioni di 6 kg.

Nel nichel si ha un effetto molto intenso; il campo critico è molto debole relativamente a quello del ferro (pochi millesimi di oersted per tensioni di $\sim$ 5 kg); si osserva per debole tensione una notevole diminuzione della magnetizzazione, e per debole compressione un suo forte aumento. Nel cobalto invece l'effetto è inverso: con la compressione si ottengono quegli effetti che nel Fe e Ni si manifestano con la tensione.

La lega ferromagnetica nella quale si manifesta al massimo l'effetto di magnetostrizione è quella contenente il 75 % di Ni e il 25 %

di Fe (permalloy): in fig. 30 sono riportati i valori di permeabilità di tale materiale quando è sottoposto a tensioni di 0 e di 240 kg/cm².

In tali leghe la forza coercitiva è rilevante; presentano talvolta effetti di isteresi magnetoelastica, per cui, se si sottopone ad una azione ciclica di tensione e compressione un filo di tali sostanze, la magnetizzazione compie un ciclo, che però nel caso della lega considerata è molto ristretto.

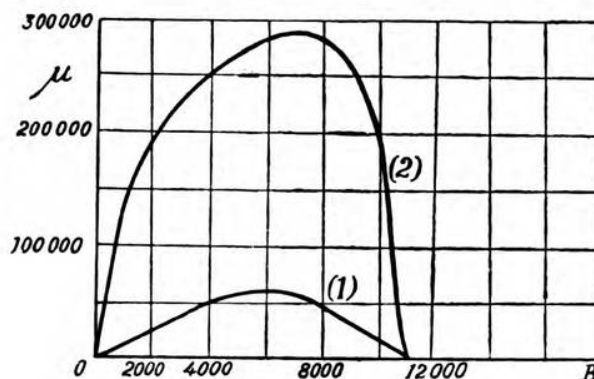


Fig. 30. — Permeabilità del Permalloy sottoposto a diverse tensioni.
1) Tensione nulla - 2) Tensione di 240 kg/cm².

Da quanto precede si può intravvedere la possibilità di sfruttare i fenomeni di magnetostrizione per la registrazione di pressioni variabili. Non si può con tal mezzo raggiungere l'alto grado di precisione, che è possibile ottenere con i dispositivi a quarzo piezoelettrico; tuttavia, con un'opportuna scelta del materiale e del circuito di prova si raggiungono ad un tempo buona sensibilità e notevole esattezza. Il materiale più adatto per tali misure è il permalloy; anche il nichel può dare risultati soddisfacenti.

Il maggior vantaggio presentato da questo sistema di misure su i quarzi piezoelettrici è quello che si devono amplificare tensioni indotte elettromagneticamente, e quindi non si rendono necessarie quelle scrupolose precauzioni di isolamento, che sono indispensabili per la misura di tensioni elettrostatiche.

Come circuito di misura è stato adottato un ponte di Maxwell, analogamente a quello per misure di induttanza. Un nucleo di Ni o permalloy è introdotto in una bobina a due avvolgimenti, dei quali uno è percorso da corrente continua, che genera un flusso costante nel materiale di prova; per effetto di compressione varia la permeabilità del provino e variano quindi il flusso e l'induttanza, misurata ai capi del secondo avvolgimento. Questa variazione di induttanza crea una tensione di squilibrio nella diagonale di misura del ponte che è alimentato a corrente di frequenza telefonica; tale tensione viene ampli-

ficata da un amplificatore a bassa frequenza, rivelata e registrata (vedi fig. 31).

Da alcune prove eseguite con provino di nichel si è ottenuta una corrente di 5 mA per 50 kg/cm² di pressione. Fino a questo valore della pressione applicata, la corrente varia in modo univoco e lineare.

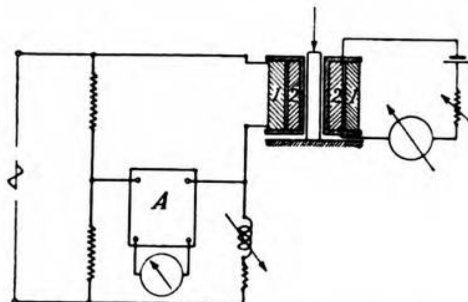


Fig. 31. — Misura magnetoelastica di pressione.

8. - Conclusioni.

L'applicazione di metodi elettrici alla misura di pressioni, spostamenti, vibrazioni rappresenta un progresso notevole, sanzionato ormai da numerose prove e verifiche. Essa consente un esame sempre più profondo e sistematico di vaste categorie di fenomeni.

Fra gli apparati descritti numerosi sono quelli che per la loro delicatezza e complessità si adattano solamente a prove di laboratorio e di carattere essenzialmente scientifico; di altri tipi più semplici si possono invece intravedere applicazioni effettivamente pratiche e industriali, per prove sistematiche di controllo e collaudo.

Per tutti gli apparecchi del genere si rende ad ogni modo necessaria da parte dell'operatore una buona conoscenza dei circuiti e del principio del loro funzionamento, sia per adottare le precauzioni ed eseguire le verifiche preliminari, occorrenti a garantire il regolare funzionamento dell'apparecchio, sia per vagliare e discutere correttamente i risultati ottenuti.

Il progresso che è stato realizzato si può ben paragonare a quello che si è avuto al principio del secolo scorso con la scoperta e con l'introduzione nel campo delle misure dei fenomeni ottici di interferenza.

La sensibilità che con quei metodi era stata ottenuta, può essere raggiunta ed anche superata coi nuovi, ad es. con misure di variazioni di capacità rilevate per mezzo di battimenti. E' bene notare però che, mentre i metodi interferenziali permettono di eseguire calibrazioni assolute con altissimo grado di precisione, i metodi elettrici si adattano essenzialmente alla determinazione di piccoli spostamenti; il maggior vantaggio di questi su quelli consiste nella possibilità di re-

gistrazione degli spostamenti, quando essi sono variabili col tempo, ciò che con l'interferometro non poteva effettuarsi agevolmente.

Non è naturalmente opportuno ricorrere a metodi elettrici, più delicati e complessi, per misure che si possano eseguire con egual precisione adottando apparati meccanici più semplici e comodi; non si sono infatti ancora raggiunte (tranne che in qualche tipo di strumento, come ad es. per l'estensometro acustico) quella praticità e quella semplicità, che sono proprie di ogni apparecchio di misura di uso normale. La necessità di ricorrere a circuiti con triodi e di controllare di continuo le tensioni delle batterie, l'uso dell'oscillografo, le cautele, che si devono adottare con apparecchi ad alta frequenza, hanno certamente in parte ostacolato l'applicazione su vasta scala dei nuovi sistemi.

Ma se anche le difficoltà di modificare rapidamente orientamento ed abitudini mentali hanno impedito fino ad ora una più rapida e giustificata diffusione, è facile prevedere che l'impiego dei nuovi dispositivi si farà sempre più frequente nei più svariati campi di misura e che essi costituiranno un potente e preciso mezzo di indagine, sempre più efficace e diffuso.

I più vivi ringraziamenti a S. E. il Prof. Vallauri per il largo aiuto concessomi.

Torino - Scuola Elettrotecnica « G. Ferraris »
della R. Scuola d'Ingegneria.

BIBLIOGRAFIA

1 - PETERS e MC COLLUM: A new electrical telemeter - Technol. paper of Bureau of Standards, n. 247, gennaio 1924.
2 - RUD BERNHARD: Beitrag zur Brückenmesstechnik - Der Stahlbau, 1928.
3 - SIEMANN: Ferndehnungsmessungen am Schiffkörper - V. D. I., LXX, 1926, pag. 539.
4 - MARTIN e CARIS: An electrical engine indicator - The Electric Journal, XXVII, 1930, pag. 87 e 168.
5 - WHIDDINGTON: The ultramicrometer - Phil. Mag., XL, 1920, p. 634.
6 - DOWLING: The recording ultramicrometer - Engineering, XVII, 1921, pag. 395.
7 - SUCKSMITH: The application of the ultramicrometer to the measurement of small increments of temperature - Phil. Mag., XLIII, 1922, pag. 223.
8 - PFLÜGER: Methode zur Messung kleiner Winkeländerungen - Phis. Zeitschr., XXII, 1921, pag. 73.
9 - THOMA: Aufzeichnung schneller Schwingungen - V. D. I., LXXIII, 1929, pag. 639.
— Untersuchungen an der Maschinenanlage des Luftschiffes Graf Zeppelin - V. D. I., LXXIII, 1929, pag. 1383.
10 - LOEBE e SAMSON: Beobachtung und Registrierung von Dickeränderungen dünner Drähten - Zeit. f. Tech. Phys., IX, 1928, p. 414.
11 - DIETSCH: Magnetostriktion ferromagnetische Stoffe - Zeit. f. Tech. Phys., XII, 1931, pag. 380.

12 - VECCHIACCHI e GUARNASCHELLI: Un frequenziometro eterodina ed un frequenziometro a lettura diretta per la gamma acustica - L'Elettrotecnica, XVII, 1930, pag. 724.
13 - SCHULZE: Registrierung von Kapazitätsänderungen - Zeit. f. Instrumentenkunde, XLIX, 1929, pag. 226 - L, 1930, pag. 298.
14 - CARSTEN e WALTER: Ueber ein Gerät zur Aufzeichnung von Kapazitätsänderungen, ecc. - Siemens Zeitschr., XI, 1931, pag. 156.
15 - SCHERING e VIEWEG: Ueber die Beurteilung der Lagerschmierung nach elektrischen Messungen - Zeit. f. angew. Chemie, XXXIX, 1926, pag. 1119.
16 - REISCH: Ueber eine neue elektrische Einrichtung zur Messung kleiner Verschiebungen - Zeit. f. Hochfrequenztechn., XXXVIII, 1931, pag. 101.
17 - GEIGER und SCHEEL: Handbuch der Physik. VIII, pag. 559.
18 - OBATA: The ultramicrometer - Journ. opt. Soc. of Am., XVI, 1928, pag. 419.
19 - SACHSENBERG: Gerät für Messung von Arbeitswiderständen und Beanspruchungen - V. D. I., LXXI, 1927, pag. 1609 - LXXII, 1928, pag. 469.
20 - RAPPS: Luftschwingungen - Wied. Ann., L, 1893, pag. 193.
21 - TRENDELENBURG: Ueber eine Methode zur Untersuchung von Druckvorgängen insbesondere in Flüssigkeiten mittels der Druckabhängigkeit von Dielektrizitätskonstante - Zeit. f. Techn. Physik, XI, 1930, pag. 465.
22 - CARSTEN e WALTER: Feuchtigkeitsmessungen in lufttrockenen Papierbahnen mit dem Siccometer - Siemens Zeitschr., XI, 1931, pag. 267.
23 - CARSTEN e WALTER: Ueber ein Gerät zur Aufzeichnung von Kapazitätsänderungen und dessen Anwendung bei der Fertigungsüberwachung in der Gummi-Industrie - Siemens Zeitschr., XI, 1931, pag. 156.
24 - MOULLIN: Report on the Thomas gauge - Report of the bridge stress committee (Dep. of Scientific Research), 1928.
25 - MERSHON: Electric micrometer - G. E. R., XXIX, 1926, pag. 815 - G. E. R., XXXI, 1928, pag. 526.
26 - MERSHON, MATTHEWS, WAITE: Electric gauge - G. E. R., XXXII, 1929, pag. 674.
27 - VECCHIACCHI: Fasometri a triodi - L'Elettrotecnica, XVII, 1930, pag. 713.
28 - VALLAURI: Misura di angoli di fase col tubo di Braun - L'Elettrotecnica, XIV, 1927, pag. 26.
29 - Dispositivo di misura e registrazione di pressioni rapidamente variabili - Bulletin Oerlikon, n. 110, 1930, pag. 545.
30 - KLUGE e LINCKH: Piezoelektrische Messungen von Druck- und Beschleunigungs-Kräften - V. D. I., LXXIII, 1929, pag. 1311.
31 - Le forze parassite nelle macchine ad induzione - Bulletin Oerlikon, n. 124, 1931, pag. 656.
32 - SIEBER: Un vibrographe électromagnetique appliqué a l'essai de survitesse des rotors de turboalternateurs - Revue Brown Boveri, XVIII, 1931, pag. 248.
33 - LUND: Messung ungleichförmiger Drehbewegungen mit piezoelektrischen Kristallen - A. E. G. Mitteilungen, 1931, pag. 694.

STUDIO DI UN AMPLIFICATORE PER TENSIONE CONTINUA

ALDO BRESSI

Premesse alcune considerazioni generali sugli amplificatori per tensioni continue, se ne esamina uno speciale tipo a due stadi, del quale si ricava la teoria, che si sottopone a verifica sperimentale. Si illustrano alcune applicazioni dell'apparecchio alle misure su celle fotoelettriche.

1. - Generalità.

I sistemi di amplificazione mediante triodi presentano diverse caratteristiche e diverse proprietà, a seconda che si tratti di amplificare tensioni continue o lentamente variabili oppure tensioni alternative.

Mentre negli amplificatori per tensioni alternative si possono ottenere elevate amplificazioni collegando uno stadio con l'altro mediante induttanze e capacità, per l'amplificazione di tensioni continue si rendono indispensabili collegamenti a resistenza e batteria per polarizzazione di griglia. In questo secondo caso, se la scelta del circuito non è fatta con cura particolare, diminuiscono notevolmente tanto l'amplificazione quanto il rendimento dell'apparecchio.

Una delle prime applicazioni degli amplificatori a corrente continua è stata quella della amplificazione dei segnali Morse e della loro registrazione. Poi, con lo svilupparsi di altri campi della tecnica, gli amplificatori hanno trovato vasto impiego nell'amplificazione di tensioni prodotte da celle fotoelettriche, da quarzi piezoelettrici e da numerosi altri fenomeni, nei quali si producono deboli tensioni o correnti continue.

Negli amplificatori a tensione continua rileviamo due parti distinte : la prima costituita dal triodo di entrata, la seconda dal dispositivo di amplificazione propriamente detto.

A seconda dello scopo che l'amplificazione si propone : amplificazione di potenza, oppure amplificazione di tensioni deboli o di correnti deboli, varia il tipo del triodo di entrata impiegato. Così si usano ad esempio amplificatori con tetrodo di entrata, avente la griglia ausiliaria opportunamente polarizzata, quando si vuole che il sistema presenti una grande resistenza interna di entrata, e sia quindi atto a misure di tensioni a circuito quasi aperto.

In pratica si limitano a tre al massimo gli stadi di amplificazione : se poi si desidera una maggiore amplificazione di quella così ottenuta, si possono mettere più triodi in parallelo, o ricorrere a stadi finali collegati in opposizione.

Un primo tipo di amplificatore per correnti continue o lentamente variabili è quello a modulazione, in cui la corrente di entrata controlla

una tensione ad alta frequenza che viene sufficientemente amplificata e poi rivelata da un triodo finale. Altro tipo di amplificatore è quello a più stadi successivi collegati a resistenza e batterie (1). Quest'ultimo presenta però l'inconveniente di richiedere, oltre alla tensione anodica normale, una notevole tensione di polarizzazione per le griglie successive; si rende poi necessaria una regolazione delicata di tutto l'insieme per evitare distorsioni del complesso. L'inconveniente maggiore è appunto quello del notevole numero di batterie occorrenti per il funzionamento dell'amplificatore.

In fine un tipo, che presenta analogie con quello ora accennato ed acquista attualmente importanza anche per l'amplificazione di correnti di frequenze telefoniche, è stato proposto da Loftin e White (2). In esso due triodi (e se ne possono usare anche di più) hanno prese di griglia e di placca su punti opportuni di una unica batteria. Le varie prese di tensioni debbono essere convenientemente stabilite; il complesso si può allora considerare come un unico triodo di particolari caratteristiche.

Scopo del presente studio è quello di determinare gli elementi del triodo equivalente all'insieme dei due triodi collegati col sistema di Loftin e White, di determinare le relazioni tra le tensioni di batteria e quelle di funzionamento dei triodi stessi, impiegando determinati valori degli altri elementi del circuito; in fine di illustrare qualche applicazione dell'amplificatore studiato.

Oltre che con triodi, questo sistema di amplificazione può essere realizzato con tetrodi opportunamente scelti, che permetteranno di ottenere elevati coefficienti di amplificazione ed un buon rendimento dell'insieme.

Due casi distinti possono venire considerati: quello dell'amplificazione di potenza (che è stato studiato da Loftin e White), e quello dell'amplificazione a scopo di misure, e quindi della magnificazione di correnti debolissime, quali si ricavano ad esempio dalle celle fotoelettriche.

Accenniamo anche alla variante, proposta dal Jouaust (3), di sostituire alla resistenza su placca del primo triodo un diodo in saturazione. Si ottengono così coefficienti di amplificazione ancor più elevati, ma si aumenta pure l'instabilità del sistema e quindi si ha una maggiore difficoltà e laboriosità nelle misure.

Oltre che per l'amplificazione di tensioni e correnti continue, il sistema descritto può servire come amplificatore oscillografico per basse frequenze. E' in fatti noto che per amplificare una tensione di frequenza industriale, bisogna usare o amplificatori a resistenza e ca-

---

(1) A. HUND: « Notes on aperiodic amplification and application to the study of atmospherics ». - *Proc. I. R. E.*, vol. XVI, n. 8, agosto 1928, pag. 1077.

(2) LOFTIN & WHITE: « Cascade direct-coupled tube systems operated from alternating current ». - *Proc. I. R. E.*, vol. XVIII, n. 4, aprile 1930, pag. 669.

(3) JOUAUST & DECAUX: « Note sur quelques perfectionnements des amplificateurs à courant continu ». - *Onde Électrique*, vol. VII, n. 7, luglio 1928, pag. 306.

pacità od a trasformatori. Ma i primi hanno una notevole costante di tempo dovuta alla forte capacità di collegamento fra stadio e stadio, con conseguenti deformazioni, ed i secondi hanno i trasformatori che lavorano con ferro più o meno saturato, e quindi danno luogo anch'essi a distorsioni non lineari (creazione di armoniche). Non ci si può dunque basare su tali apparecchi per l'amplificazione di tensioni o di correnti delle quali si vuole fedelmente registrare la forma. Per contro l'amplificatore a corrente continua non presenta reattanze sensibili fuorchè quelle attribuibili alla impedenza interna dei triodi e l'inevitabile residuo di induttanza delle resistenze adoperate.

Un'altra interessante applicazione, sulla quale si conta di fare in seguito uno studio più particolareggiato, è l'applicazione dell'apparecchio alla registrazione oscillografica di fenomeni transitori (con costante di tempo relativamente alta). E' necessario in questo caso determinare prima la costante di tempo del complesso di misura, la quale non deve presentare un valore troppo elevato. In tali condizioni, tenuto anche conto del fatto che l'amplificazione rimane lineare per un tratto sufficientemente esteso di caratteristica, si ha la possibilità di amplificare a scopo oscillografico i fenomeni transitori, il che può permettere interessanti applicazioni.

2. - Teoria del dispositivo.

L'amplificatore è costituito da due triodi (fig. 1). La placca del primo è collegata direttamente alla griglia del secondo e riceve la tensione anodica attraverso la resistenza R. Il secondo triodo ha una resistenza di utilizzazione ρ inserita nel circuito anodico. Il polo negativo del filamento del primo triodo è collegato col polo negativo della batteria anodica, ed il polo negativo del filamento del secondo triodo è collegato ad un punto intermedio della stessa batteria anodica.

Nelle relazioni seguenti si suppongono nulle le correnti di griglia. Con ciò si suppone che siano state regolate le tensioni negative di polarizzazione delle griglie ad un valore opportuno.

Siano E_1, E_2, E_3, le tensioni prese ai morsetti della batteria anodica, V_{g1}, V_{g2}, le tensioni di griglia rispettivamente del primo e del secondo triodo, riferite al polo negativo dei rispettivi filamenti, p_1, p_2, ρ_1, ρ_2, k_1, k_2, i_1, i_2, i_{01}, i_{02}, V_1, V_2, le resistenze interne, le resistenze effettive, i coefficienti di amplificazione, le correnti anodiche, le correnti residue e le tensioni di placca rispettivamente del primo e del secondo triodo.

Si ricavano le seguenti relazioni fra gli elementi del sistema:

$$(1) \qquad \begin{cases} V_{g2} = \rho_1 i_1 - E_1 \\ i_2 = \dfrac{E_3 - E_1}{\rho + \rho_2} \\ i_1 = \dfrac{E_2}{R + \rho_1} \end{cases} .$$

Le equazioni di Vallauri per i due triodi sono:

$$(2) \qquad \begin{cases} i_1 = \dfrac{1}{p_1}(V_1 + k_1 V_{g1}) + i_{01} \\[2ex] i_2 = \dfrac{1}{p_2}(V_2 + k_2 V_{g2}) + i_{02} \end{cases} .$$

Osservando che è:

$$(3) \qquad \begin{cases} V_1 = E_2 - R\, i_1 \\ V_2 = E_3 - E_1 - \rho\, i_2 \\ i_1 \rho_1 = E_2 - R\, i_1 \end{cases}$$

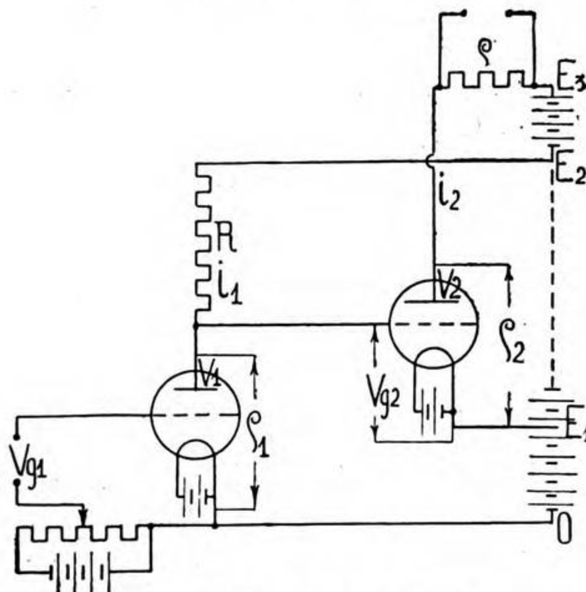


Fig. 1. — Schema dell'amplificatore.

si ottiene facilmente, operando sulle (2) mediante le (1) e le (3):

$$(4) \text{ e } (5) \qquad i_1 = \frac{1}{p_1 + R}(E_2 + k_1 V_{g1} + p_1 i_{01})$$

$$i_2 = \frac{1}{p_2 + \rho} \left\{ E_3 - E_1(1 + k_2) + k_2 E_2 \left(1 - \frac{R}{p_1 + R}\right) - \right.$$

$$\left. - k_1 k_2 \frac{R}{p_1 + R} V_{g1} \right\} - \frac{1}{p_2 + \rho} \left\{ \frac{k_2 p_1 R}{p_1 + R} i_{01} - p_2 i_{02} \right\}$$

La (5) è l'equazione di un triodo equivalente all'insieme dei due triodi considerati, i cui elementi caratteristici sono:

(5 bis)

$$\begin{cases} \text{Tensione di placca: } E_3 - E_1(1+k_2) + k_2 E\left(1 - \dfrac{R}{p_1+R}\right) \\ \text{Tensione di griglia: } V_{g1} \\ \text{Rapporto di amplificazione: } -k_1 k_2 \dfrac{R\rho}{(p_1+R)(p_2+\rho)} \\ \text{Resistenza interna: } p_2+\rho \\ \text{Corrente residua: } -\dfrac{1}{p_2+\rho}\left\{\dfrac{k_2 p_1 R}{p_1+R} i_{01} - p_2 i_{02}\right\} \\ \text{Coefficiente di amplificazione: } -k_1 k_2 \dfrac{R}{p_1+R}\,. \end{cases}$$

Esprimiamo ora i valori delle tensioni di alimentazione in funzione degli elementi interni delle valvole. Il sistema di equazioni da risolvere rispetto alle incognite E_1, E_2, E_3, è il seguente:

(6)

$$\begin{cases} V_1 = E_2 - R\,i_1 \\ V_2 = E_3 - E_1 - \rho\,i_2 \\ V_{g2} = V_1 - E_1\,, \end{cases}$$

da cui si ricavano le seguenti relazioni:

(7)

$$\begin{cases} E_1 = V_1 - V_{g2} \\ E_2 = \dfrac{1}{p_1}\left\{(p_1+R)V_1 + R(k_1 V_{g1} + p_1 i_{01})\right\} \\ E_3 = V_1 + \dfrac{p_2+\rho}{p_2}V_2 - \dfrac{p_2 - k_2\rho}{p_2}V_{g2} - \rho\,i_{02}\,. \end{cases}$$

Fissati i valori delle tensioni di placca e di griglia, alle quali i triodi debbono funzionare, e i valori di R e di ρ, si ricavano le tensioni di alimentazione di batteria.

E' interessante conoscere la pendenza $S = \dfrac{k}{p}$ del triodo equivalente all'insieme del sistema. Si ricava dalla (5):

(8)

$$S = -\frac{k_1 k_2 R}{(p_1+R)(p_2+\rho)} = -\frac{p_1 S_1 p_2 S_2 R}{(p_1+R)(p_2+\rho)} = \\ = -R\frac{S_1 S_2}{\left(1+\dfrac{R}{p_1}\right)\left(1+\dfrac{\rho}{p_2}\right)}\,.$$

Qualora si possa ritenere ρ trascurabile rispetto a p_2, risulta :

$$S = -\frac{S_1\, S_2}{\left(\dfrac{1}{R} + \dfrac{1}{p_1}\right)} \tag{9}$$

Si può eliminare la batteria destinata a fornire la polarizzazione di griglia del primo triodo, adottando lo schema della fig. 2, ponendo cioè una resistenza r fra l'estremo negativo del filamento del primo triodo ed il polo negativo della batteria di alimentazione, e collegando la griglia ad un punto di questa resistenza.

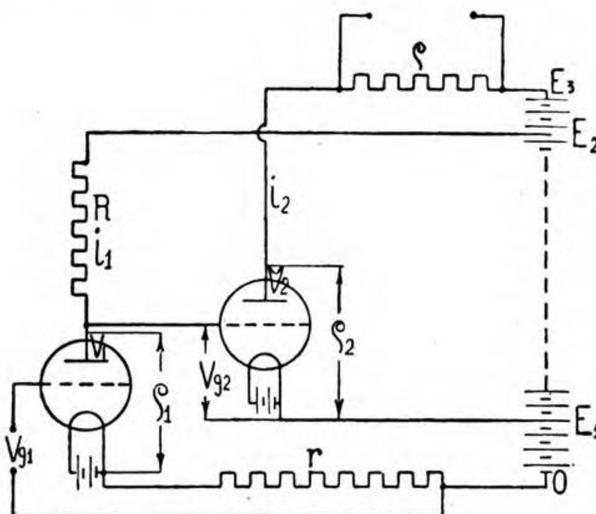


Fig. 2. — Schema dell'amplificatore con dispositivo per la polarizzazione automatica della griglia del primo triodo.

Le (4) e (5) diventano allora, osservando che è $V_{g1} = r\, i_1$:

$$i_1 = \frac{1}{p_1 + R - k_1 r}\,(E_2 + p_1\, i_{01}) \tag{4'}$$

$$i_2 = \frac{1}{p_2 + \rho}\left\{ E_3 - E_1\,(1 + k_2) + \frac{k_2\,(p_1 - k_1\, r)}{p_1 + R - k_1\, r}\, E_2 \right\} + \tag{5'}$$

$$+ \frac{1}{p_2 + \rho}\left\{ p_2\, i_{02} - \frac{k_2\, p_1\, R}{p_1 + R - k_1\, r}\, i_{01} \right\} .$$

Questo schema si è dimostrato in pratica assai comodo. Bisogna naturalmente determinare r in modo da far funzionare l'apparecchio nel punto medio del tratto rettilineo della caratteristica risultante.

3. - Limiti di funzionamento.

E' interessante determinare quali siano i valori V_{g1}' V_{g1}'' della tensione di griglia del primo triodo, per cui la sua corrente anodica (supposta la caratteristica completamente rettilinea, ossia extrapolando il tratto rettilineo della caratteristica stessa) ha rispettivamente il valore zero e quello di saturazione, e quali siano i valori analoghi V_{g2}' V_{g2}'' del secondo triodo; ed ancora di conoscere quali valori V_{g1}^{I} V_{g1}^{II} della tensione di griglia del primo triodo, fanno assumere al secondo rispettivamente i valori V_{g2}' V_{g2}''. Si potranno così determinare, per ogni combinazione di valvole e di prefissati valori degli altri elementi del circuito, i valori limiti della polarizzazione di griglia del primo triodo, entro i quali la caratteristica risultante è praticamente lineare. In realtà l'intervallo effettivo delle tensioni di griglia del primo triodo, nel quale la caratteristica risultante è lineare, sarà un po' minore di quello calcolato, per tener conto della sostituzione dei tratti rettilinei di caratteristica ai tratti curvi.

La prima equazione delle (2) si può scrivere:

$$p_1 i_1 = E_2 - R\, i_1 + k_1 V_{g1} + p_1 i_{01},$$

dalla quale per $i_1 = 0$ e $i_1 = I_{s1}$, valore della corrente di saturazione della prima valvola, si ricava:

$$V_{g1}' = \frac{-p_1 i_{01} - E_2}{k_1} \tag{10}$$

$$V_{g1}'' = \frac{(p_1 + R)\, I_{s1} - p_1 i_{01} - E_2}{k_1}. \tag{11}$$

Analogamente la seconda delle (2) si può scrivere:

$$p_2 i_2 = E_3 - E_1 - \rho\, i_2 + k_2 V_{g2} + p_2 i_{02}$$

dalla quale per $i_2 = 0$ e $i_2 = I_{s2}$, valore della corrente di saturazione della seconda valvola, si ottiene:

$$V_{g2}' = \frac{-p_2 i_{02} - E_3 + E_1}{k_2} \tag{12}$$

$$V_{g2}'' = \frac{p_2 I_{s2} - E_3 + E_1 + \rho\, I_{s2} - p_2 i_{02}}{k_2}. \tag{13}$$

Dalla prima equazione delle (6) si ha che:

$$i_1 = \frac{E_2 - V_1}{R},$$

per cui la prima equazione delle (2) si può scrivere:

$$V_1 = \frac{p_1}{R}(E_2 - V_1) - p_1 i_{01} - k_1 V_{g1}.$$

Dalle (6) si ha ancora che:

$$V_{g2} = V_1 - E_1,$$

la quale si trasforma mediante la relazione precedente nella:

$$V_{g2} = E_2 \frac{p_1}{p_1 + R} - \frac{R p_1}{p_1 + R} i_{o1} - k_1 \frac{R}{p_1 + R} V_{g1} - E_1.$$

Sostituendo il valore di V_{g2} così trovato nella seconda equazione delle (2) in cui si faccia $i_2 = 0$ e tenendo presente che in questa ipotesi è $V_2 = E_3 - E_1$, si ricava facilmente il valore di V_{g1} in queste condizioni di funzionamento, che si indicherà con $V_{g1}{}^{\mathrm{I}}$

$$(14) \quad V_{g1}{}^{\mathrm{I}} = \frac{p_1 + R}{k_1 k_2 R}[p_2 i_{o2} + E_3 - E_1(1 + k_2)] + \frac{p_1}{k_1 R}(E_2 - R i_{o1}).$$

Sostituendo ancora il valore di V_{g2} precedentemente calcolato nella seconda equazione delle (2) nella quale si faccia $i_2 = I_{s2}$ e tenendo presente che in questo caso è $V_2 = E_3 - E_1 - \rho I_{s2}$, si ricava facilmente il valore di V_{g1} in queste condizioni di funzionamento, che si indicherà con $V_{g1}{}^{\mathrm{II}}$:

$$(15) \quad V_{g1}{}^{\mathrm{II}} = \frac{p_1 + R}{k_1 k_2 R}[p_2 i_{o2} + E_3 - E_1(1 + k_2) - (\rho + p_2) I_{s2}] + \frac{p_1}{k_1 R}(E_2 - R i_{o1}).$$

Dalle equazioni (12), (13) si vede che è sempre (come deve essere):

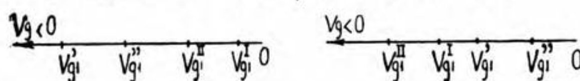
$$(16) \quad \begin{aligned} V_{g1}' &< V_{g1}'' \\ V_{g2}' &< V_{g2}'' \end{aligned}$$

mentre dalle (14) e (15) si deduce $V_{g1}{}^{\mathrm{I}} > V_{g1}{}^{\mathrm{II}}$, il che si accorda col funzionamento dell'amplificatore, in quanto è facile rilevare dall'esame degli schemi di fig. 1 e 2, che ad un aumento di V_{g1} corrisponde una diminuzione di i_2 e viceversa. (Questa inversione è già stata del

resto indicata dal segno negativo del coefficiente di amplificazione, e quindi anche dalla pendenza del triodo equivalente).

Il funzionamento dell'amplificatore è possibile, evidentemente, solo per tensioni di griglia V_{g1} che appartengano ad un tempo all'intervallo definito da V_{g1}' e V_{g1}'' ed a quello definito da V_{g1}^{I} e V_{g1}^{II}.

Condizioni di non funzionamento



Condizioni di funzionamento

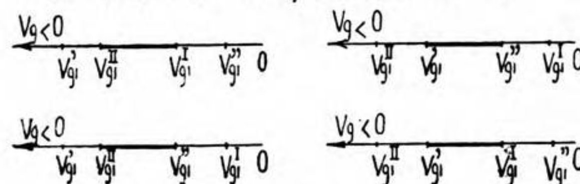


Fig. 3. — Limiti di funzionamento.

Se la sovrapposizione dei due intervalli non si verifica, il funzionamento è impossibile, se si verifica, esso è possibile limitatamente al tratto comune ad ambedue (tratto più marcato sulle scale di V_g riportate in fig. 3).

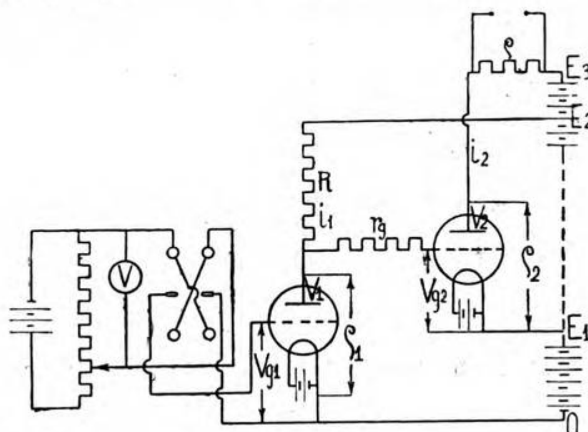


Fig. 4. — Schema per le prove sperimentali con due triodi.

4. - Prove sperimentali.

a) *Prove con triodi.* — Si sono adoperate le valvole Philips A 435 e A 409 rispettivamente come primo e come secondo triodo (schema

fig. 4). Questo schema differisce da quello di fig. 1 unicamente per l'aggiunta della resistenza di griglia r_g, che ha lo scopo di limitare a valore molto piccolo la intensità di eventuali correnti di griglia. Di questa resistenza non si è perciò tenuto conto nella teoria.

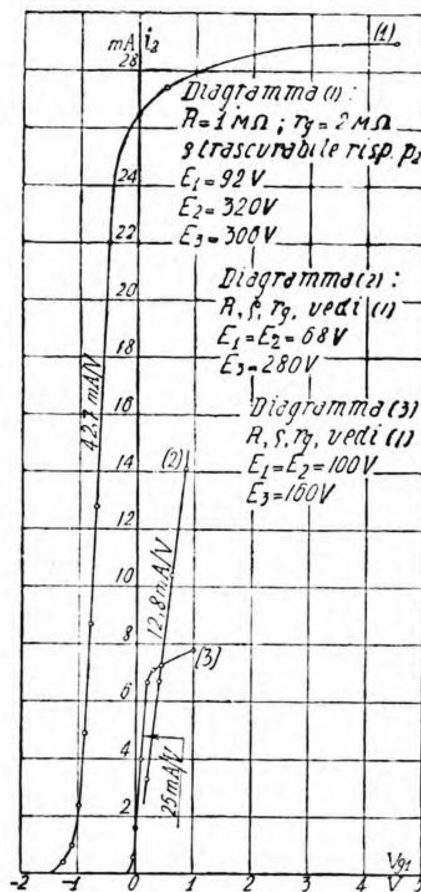


Fig. 5. — Caratteristiche risultanti dalle prove con due triodi.

Le caratteristiche delle valvole adoperate, ricavate sperimentalmente sono le seguenti :

A 435	$S_1 = 0{,}34$ mA/V	$p_1 = 120.000\ \Omega$	$k_1 = 40$	$I_{o1} = -0{,}5$ mA
A 409	$S_2 = 1{,}2$ mA/V	$p_2 = 6.600\ \Omega$	$k_2 = 8$	$i_{o2} = -7$ mA.

Le equazioni (7) permettono, fissati i valori V_1, V_2, V_{g1}, V_{g2}, R, e determinati sperimentalmente k_1, k_2, i_{o1}, i_{o2}, di determinare i corrispondenti valori di E_1, E_2, E_3 delle tensioni di batteria.

Però nella equazione che dà E_2, il valore i_{o1} è moltiplicato per R, che è sempre di valore notevole (dell'ordine del megaohm), e quindi un piccolo errore nella determinazione sperimentale di i_{o1} è causa di un errore grossolano nella determinazione di E_2.

Si è preferito di trovare sperimentalmente i valori di E_1, E_2, E_3, che corrispondono alla massima pendenza della caratteristica risultante, e fissati V_{g1}, V_{g2}, R, e determinati pure sperimentalmente k_1, k_2, i_{o1}, i_{o2}, di trovare i valori di V_1, V_2, mediante le (7), e verificare se essi sono contenuti nell'intervallo corrispondente al buon funzionamento delle valvole stesse.

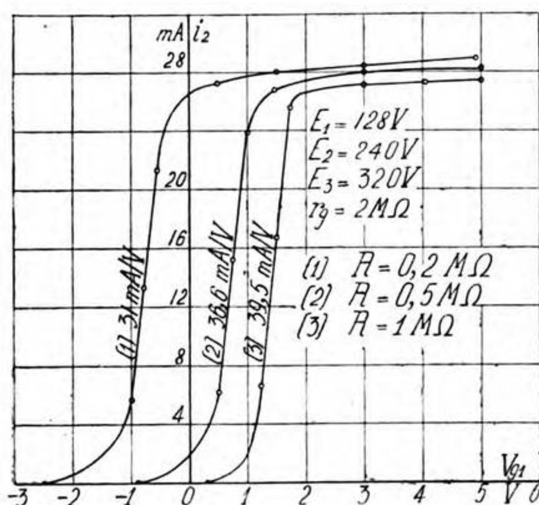


Fig. 6. — Altre caratteristiche risultanti da prove con due triodi.

I valori delle E sono:

$$E_1 = 92\text{ V} \qquad E_2 = 320\text{ V} \qquad E_3 = 306\text{ V}.$$

Si è fatto $R = 1\,M\Omega$, $r_g = 2\,M\Omega$. Si è posto $V_{g1} = -0{,}1$ V, $V_{g2} = -1$ V e si è ricavato $V_1 = 91$ V, $V_2 = 241$ V.

La caratteristica risultante (fig. 5, diag. 1) dà $S = 42{,}7$ mA/V. Tenuto presente che nella esperienza eseguita ρ è trascurabile rispetto a ρ_2, la formula (9) dà come valore teorico $S = 43{,}7$ mA/V, con una differenza ben piccola (2,3 %) rispetto al valore ottenuto sperimentalmente. Il coefficiente di amplificazione del triodo equivalente, calcolato con la formula teorica data dall'ultima espressione delle (5 *bis*),

è $k = 286$, mentre calcolato utilizzando la caratteristica sperimentale dà $k = S\,(p_2 + \rho) \eqsim S\,p_2 = 282$. Anche qui l'accordo fra i due valori è più che soddisfacente. L'intervallo, entro il quale può variare la tensione di griglia del primo triodo, è di circa 0,8 V e l'intervallo di variazione di i_2 è di circa 18 mA.

Il diagramma (2) della stessa fig. 5 dà la parte rettilinea di un'altra caratteristica tracciata con altre tensioni di batteria e cioè con $E_1 = E_2 = 68$ V, $E_3 = 280$ V. La pendenza è di 12,8 mA/V con una variazione di corrente anodica i_2 di 11 mA. Le tensioni di batteria sono notevolmente minori di quelle impiegate per tracciare il diagramma

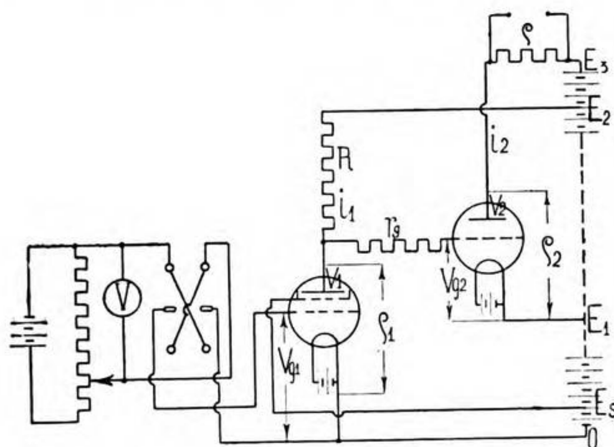


Fig. 7. — Schema per le prove sperimentali con tetrodo e triodo.

precedente. Il diagramma (3) della stessa fig. 5 è ottenuto con tensioni di batteria notevolmente minori delle precedenti: $E_1 = E_2 = 100$ V, $E_3 = 160$ V e permette una variazione di tensione di griglia di 0,2 V e una variazione di corrente anodica i_2 di 5,5 mA.

La fig. 6 dà altre caratteristiche tracciate con le seguenti tensioni di batteria: $E_1 = 128$ V, $E_2 = 240$ V, $E_3 = 320$ V, e con valori diversi della resistenza R, rispettivamente per ciascuna di esse. Come risulta pure dalla (9), la pendenza aumenta coll'aumentare di R, fino a raggiungere il valore limite $p_1\,S_1\,S_2$.

Si osserva che tutti i diagrammi risultanti tracciati sperimentalmente, hanno il tratto rettilineo molto esteso nel senso delle ordinate in confronto con le altre due parti curve, e come tale tratto sia davvero assai rigorosamente rettilineo, almeno nei limiti della precisione grafica.

Tutte le caratteristiche tracciate sono perfettamente reversibili, e si sono ottenute senza speciali precauzioni per l'isolamento delle diverse parti del circuito. Si è soltanto avuto cura di attendere che

l'amplificatore avesse raggiunto il funzionamento di regime per quanto riguarda l'equilibrio termico. Questa constatazione è di grande importanza per l'impiego dell'amplificatore come strumento di misura.

b) *Prove con tetrodo e triodo.* — Lo schema dell'amplificatore (fig. 7) differisce da quello di fig. 4 solo per l'aggiunta della tensione di schermo E_s. In prima prova si è adoperato il tetrodo Telefunken

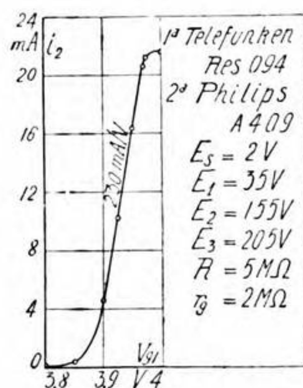


Fig. 8

Caratteristica risultante dalle prove con tetrodo e triodo.

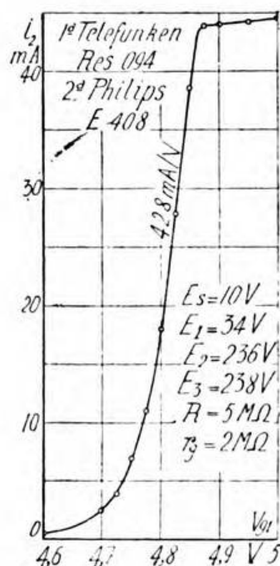


Fig. 9.

Altra caratteristica risultante dalle prove con tetrodo e triodo.

Res 094 come prima valvola ed il triodo Philips A 409 come seconda valvola. Si è assunto $E_s = 2$ V, $E_1 = 35$ V, $E_2 = 155$ V, $E_3 = 205$ V, $R = 5\ M\Omega$, $r_g = 2\ M\Omega$. Si è ottenuta una caratteristica risultante di pendenza $S = 230$ mA/V (fig. 8), notevolmente maggiore di quella ottenuta con due triodi accoppiati. Questa caratteristica è pure perfettamente reversibile, dopo di avere raggiunto il funzionamento di regime dal punto di vista termico.

In una seconda prova si è adoperato il tetrodo Telefunken Res 094 come prima valvola ed il triodo Philips E 408 come seconda valvola, con $E_s = 10$ V, $E_1 = 34$ V, $E_2 = 236$ V, $E_3 = 238$ V, $R = 5\ M\Omega$, $r_g = 2\ M\Omega$, e si è ottenuta una caratteristica risultante di pendenza $S = 428$ mA/V (fig. 9), pure reversibile.

c) *Prove con tre stadi di amplificazione*. (Schema fig. 10). — Prima valvola: Telefunken Res 094; seconda valvola: Philips A 435;

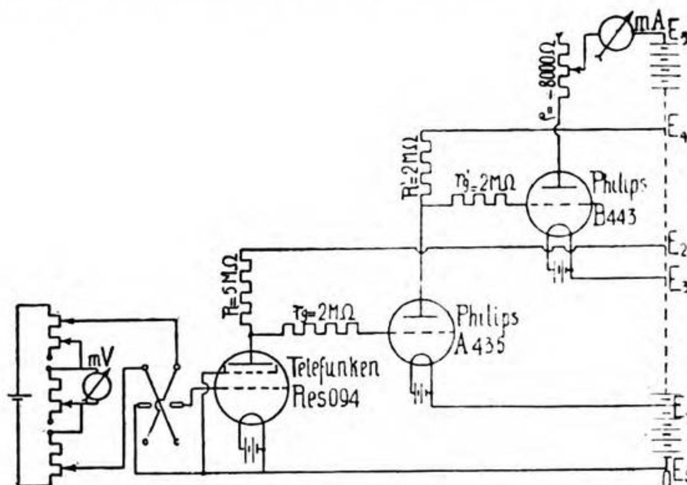


Fig. 10. — Schema per le prove sperimentali con tre stadi di amplificazione.

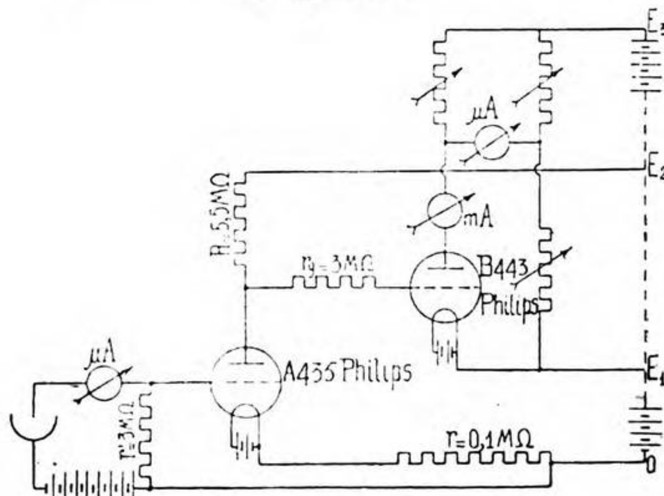


Fig. 11 — Schema per l'amplificazione di corrente fornita da una cella fotoelettrica.

terza valvola: Philips B 433. Tensioni di batteria: $E_s = 0$ V, $E_1 = 15$ V, $E_2 = 220$ V, $E_3 = 78$ V, $E_4 = 170$ V, $E_5 = 240$ V. Resi-

stenze: $R = 5\,M\Omega$, $r_g = 2\,M\Omega$, $R' = 2\,M\Omega$, $r'_g = 2\,M\Omega$, $\rho =$ $= 8.000\ \Omega$. Si sono ottenute caratteristiche risultanti con pendenza dell'ordine di 17.000 mA/V. Esse però non sono più reversibili e le indicazioni sono alquanto instabili. Per evitare questi inconvenienti, bisognerebbe prendere precauzioni eccezionali per schermare e isolare perfettamente tutto il complesso, ciò che di proposito non si è voluto fare, poichè lo schema interessa soltanto, se è di facile costruzione e di facile impiego. Ad ogni modo questo circuito potrebbe trovare un'utile applicazione usandolo come sensibilissimo relais.

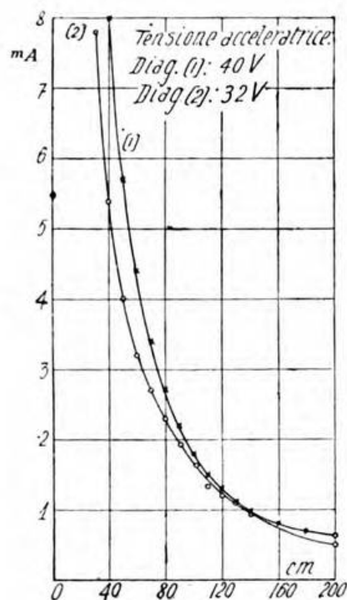


Fig. 12.

Prove su di una cella a fotoresistenza « Cema ». Diagrammi della corrente amplificata in funzione della distanza della cella dalla sorgente luminosa e per diversi valori della tensione acceleratrice.

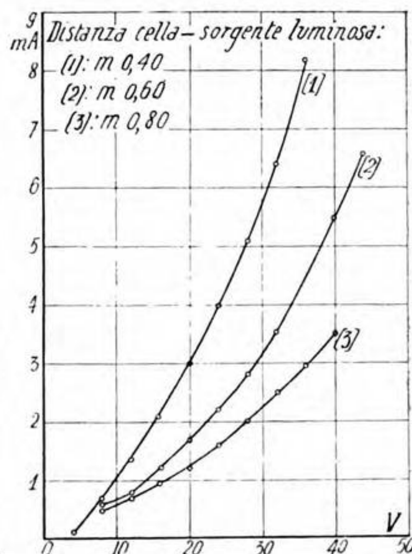


Fig. 13.

Prove su di una cella a fotoresistenza « Cema ». Diagrammi della corrente amplificata in funzione della tensione acceleratrice e per diverse distanze della cella dalla sorgente luminosa.

5. - Applicazioni.

a) *Amplificazione di corrente fornita da una cella fotoelettrica.*

L'inserzione della cella è effettuata tra filamento e griglia (figura 11). La tensione acceleratrice è di 70 V, e la resistenza di dispersione, in parallelo con lo spazio griglia-filamento del primo triodo, è $r' = 3\,M\Omega$. Gli altri dati caratteristici sono: $E_3 = 320\ V$; $E_2 =$

= 240 V; E_1 = 124 V; $r = 0{,}1\ M\Omega$; $R = 5{,}5\ M\Omega$; $r_g = 3\ M\Omega$. Valvole Philips A 435 e B 443.

Per aumentare la sensibilità della misura si è adottato un sistema a ponte nel quale si inserisce il microamperometro μA che deve misurare la corrente amplificata. Con una corrente direttamente fornita dalla cella di 2 μA, si sono letti 4 mA di corrente amplificata nello strumento μA della fig. 11, con una amplificazione di corrente di 2.000. In questa prova non si sono prese speciali precauzioni per l'isolamento di tutto il sistema, e ciò non di meno si è avuta sempre la stessa amplificazione ripetendo molte volte la misura.

b) *Amplificazione di corrente fornita da una cella a fotoresistenza* « CEMA ».

Lo schema d'inserzione è identico a quello d'inserzione della cella fotoelettrica. La tensione acceleratrice è di 32 V. Gli altri dati sono: E_3 = 314 V; E_2 = 234 V; E_1 = 130 V; $r = 0{,}1\ M\Omega$; $R = 5{,}5\ M\Omega$; $r_g = 3\ M\Omega$. Valvole Philips A 435 e B 443.

La corrente direttamente misurata nel circuito della cella è di 10 μA; quella ottenuta dall'amplificatore è di 22 mA, con una amplificazione di corrente di 2.200.

La fig. 12 rappresenta i diagrammi della corrente amplificata in funzione della distanza della cella dalla sorgente luminosa, per diverse tensioni acceleratrici. La fig. 13 dà i diagrammi della corrente amplificata in funzione della tensione acceleratrice e per diverse distanze della cella dalla sorgente luminosa. Anche questi diagrammi sono risultati perfettamente reversibili.

*

Porgo i più vivi ringraziamenti a S. E. il Prof. Vallauri per il grande aiuto ricevuto, e ringrazio pure sentitamente il Dott. Gino Sacerdote che mi fu largo di consigli nel presente lavoro.

Torino - Scuola Elettrotecnica « G. Ferraris »
della R. Scuola d'Ingegneria.

RICERCHE SPERIMENTALI SULLA PROPAGAZIONE DI UN'ONDA ELETTROMAGNETICA IN UN MEZZO JONIZZATO MAGNETO-ATTIVO

GIORGIO TODESCO

Viene descritta un'esperienza di laboratorio che consente di verificare le modalità della propagazione di un'onda elettromagnetica in un mezzo jonizzato magneto-attivo, che discendono dalla nota teoria di Nichols e Schelleng.

Un fascio di radiazioni elettromagnetiche di 18 cm di lunghezza di onda (generate con un oscillatore elettronico tipo Pierret), vien fatto passare attraverso lo spazio filamento-anodo di un diodo, contenente un gas elettronico, disposto assialmente nell'interno di una grossa bobina che genera un campo magnetico. L'onda di 18 cm è ricevuta su di una piccola antenna accordata, vibrante in mezz'onda, munita al centro di un minuscolo rivelatore a cristallo.

Per un determinato valore della corrente magnetizzante nella bobina, si nota un forte assorbimento dell'onda in arrivo sul ricevitore. Il valore del campo magnetico che genera tale assorbimento, soddisfa con buona approssimazione alla nota relazione :

$$H = 2\,\pi\, n\, m/e$$

che discende dall'anzidetta teoria di Nichols e Schelleng, e si mostra in buon accordo con quello teoricamente necessario per imprimere agli elettroni, sulle orbite quasi-circolari generate dal campo, la frequenza di 1,67.10⁹ giri al secondo, propria dell'onda considerata.

L'esperienza eseguita può considerarsi come la prima verifica sperimentale di laboratorio, delle idee che hanno condotto Appleton a prevedere un comportamento anomalo per la propagazione dell'onda di 214 m nel campo magnetico terrestre.

1. - Introduzione e scopo della ricerca.

1. — Le numerose osservazioni sperimentali compiute in questi ultimi anni sulla portata delle onde elettromagnetiche a grande distanza — se non hanno ancora permesso di formulare una teoria unitaria della propagazione che sia in grado di prevedere e di interpretare con sicurezza tutti i risultati dell'esperienza, specie in ciò che concerne il vario comportamento delle singole lunghezze d'onda usate e la diversità per ciascuna di esse dei due regimi « di giorno » e « di notte » — hanno chiaramente mostrato la necessità di tener conto del fatto che la propagazione si effettua principalmente in un mezzo gassoso jonizzato (la così detta *jonosfera*) e sotto l'influenza di un campo magnetico (il campo terrestre).

Ogni ricerca diretta a chiarire le modalità della propagazione di un'onda elettromagnetica in un gas jonizzato magneto-attivo, acquista perciò notevole importanza ai fini della miglior comprensione del complicato fenomeno della trasmissione delle onde hertziane attorno al globo.

Nichols e Schelleng hanno gettato, sino dal 1925 (1), le basi analitiche di una teoria della propagazione in mezzi jonizzati magneto-attivi, che costituisce ancor oggi un sicuro punto di partenza e di riferimento per lo studio che ci interessa (2). Essi scrivono le equazioni di Maxwell-Hertz tenendo conto della corrente di conduzione dovuta agli joni che sono presenti nel mezzo, la cui velocità è funzione tanto del campo elettrico variabile dell'onda, quanto del campo magnetico costante applicato dall'esterno. Dall'integrazione di queste equazioni, che risultano analoghe a quelle già date a suo tempo dal Voigt, dal Lorentz e dal Drude per la propagazione della luce nelle sostanze magneticamente attive, i citati Autori ricavano, nei diversi casi esaminati, gli interessanti resultati che qui brevemente riassumiamo:

1°) Esiste, per un gas jonizzato sottoposto ad un campo magnetico H di opportuna intensità e direzione (in particolare per un gas di puri elettroni di massa m e carica e), una *frequenza critica di risonanza*, legata alla frequenza n dell'onda incidente che lo traversa, dalla semplice relazione:

$$n = \frac{H e}{2 \pi m} . \qquad [1]$$

2°) In un gas elettronico contenente N elettroni per cm^3 sottoposto ad un campo elettrico ad alta frequenza di pulsazione ω, la costante dielettrica assume il valore dato dalla nota formula di Eccless:

$$\epsilon = 1 - \frac{4 \pi e^2 N}{m \omega^2} .$$

La presenza di un campo magnetico parallelo al vettore elettrico non altera le condizioni di propagazione di un'onda elettromagnetica che traversi il gas elettronico.

3°) Un'onda elettromagnetica, che si propaga in un gas elettronico sottoposto a campo magnetico nella direzione stessa del campo, si scinde in due onde polarizzate circolarmente in senso inverso. In un mezzo isotropo i raggi corrispondenti a queste due onde camminano assieme e il solo effetto prodotto è la rotazione del piano di polarizzazione dell'onda resultante. Tale piano ruota di 360° su una distanza eguale alla lunghezza d'onda incidente, se l'intensità del campo magnetico è quella corrispondente alla frequenza critica.

(1) H. W. NICHOLS e J. C. SCHELLENG: « Bell Syst. Techn. Journ. », t. 4, p. 215, 1925.

(2) La teoria è stata ripresa recentemente da L. SCHEKULIN, « Zeitsch. f. Hochfr. Techn. », t. 36, p. 172, 1930, che l'ha estesa al caso di un mezzo magneto-attivo non omogeneo.

4°) Se la direzione di propagazione è normale al campo magnetico, l'onda incidente si scinde in due componenti polarizzate ad angolo retto, di ampiezza costante, che si propagano con velocità diversa. Vi è in sostanza doppia rifrazione e i raggi corrispondenti si separano tutte le volte che varia la intensità della jonizzazione o quella del campo magnetico applicato.

2. — La verifica sperimentale delle previsioni teoriche surriferite non è stata sinora agevole. A prescindere infatti dal 2° punto — che ha dato luogo a numerose ricerche di laboratorio intese a misurare la costante dielettrica di un gas jonizzato magneto-attivo sottoposto ad un campo elettrico ad alta frequenza (3) — si può dire che le previsioni di cui ai punti 1°), 3°) e 4°), sono restate prive di conferma sperimentale diretta. Ciò si comprende facilmente quando si pensi alla impossibilità di eseguire in proposito esperienze di laboratorio e alla necessità di riferirsi quindi a misure indirette di intensità di ricezione e di direzione di provenienza dei segnali radio emessi dalle stazioni trasmittenti. Ora, tali misure vanno inevitabilmente soggette a numerose cause d'errore e di incertezza dovute principalmente all'intervento di fenomeni perturbatori, quali la diversa influenza delle condizioni meteorologiche sull'altezza e sulla costituzione della jonosfera, l'esistenza del *fading*, l'incostanza dell'emissione, ecc.

Le poche osservazioni fatte in proposito sin qui, hanno fortemente risentito di tali cause perturbatrici ed hanno condotto quasi sempre a resultati discordanti. Così, relativamente al 1° punto, se qualche autore (4) ha creduto di poter segnalare una attenuazione particolarmente forte dei segnali radio emessi sull'onda di 214 m (la cui frequenza è da ritenersi critica, secondo la [1], per un campo magnetico di 0,5 gauss quale è appunto quello terrestre), non mancano altri osservatori — fra cui il Meissner (5) — che non hanno potuto, dall'insieme dei resultati ottenuti, dedurre alcun argomento in favore dell'esistenza di una frequenza critica. Lo stesso dicasi per ciò che concerne un'eventuale rotazione del piano di polarizzazione delle onde che si propagano attorno alla terra. Mentre Appleton e Ratcliffe, servendosi di tre quadri ricevitori convenientemente orientati, hanno trovato dei campi polarizzati quasi circolarmente, con senso di rotazione a sinistra nello emisfero Nord, le esperienze di Pickard, Gherzi, Mesny ed Eckersley hanno fornito in proposito resultati discordanti o dubbi.

Infine, nessuna constatazione sperimentale sembra finora esser stata fatta sull'eventuale esistenza di una doppia rifrazione delle onde che si propagano nella jonosfera, perpendicolarmente alla direzione del campo magnetico terrestre.

---

(3) H. GUTTON: « Ann. de Phys. », t. 13, p. 80, 1930; E. V. APPLETON e E. C. CHILD: « Phil. Mag. », t. 10, p. 969, 1930; S. BENNER, Tesi, Stoccolma, 1931; T. V. JONESCU e C. MIHUL: « C. R. », t. 194, p. 70, 1932.

(4) E. V. APPLETON: « Proc. Phys. Soc. », London, t. 37, p. 160, 1925; A. H. TAYLOR: « Proc. Inst. Radio Eng. », t. 13, p. 677, 1925.

(5) A. MEISSNER: « E.N.T. », t. 3, p. 321, 1926.

3. — Le considerazioni suesposte rendono pertanto desiderabile la esecuzione di nuove e precise ricerche sperimentali realizzate in condizioni tali da eliminare o rendere minime le cause perturbatrici, il che non può evidentemente ottenersi, se non operando in laboratorio con lunghezze d'onda convenientemente piccole, emesse e ricevute a breve distanza e propagantisi in mezzi jonizzati magneto-attivi opportunamente disposti.

E' chiaro che tali esperienze di laboratorio non potranno riprodurre tutte le modalità della propagazione relative al caso delle trasmissioni radio, che sono estremamente complicate, ma i resultati ottenuti per questa via dovranno ritenersi inerenti, per così dire, al *fenomeno puro* e potranno servire utilmente per una prima interpretazione dei fenomeni più complessi che si svolgono nel caso reale.

Scopo di questo lavoro è appunto quello di descrivere una disposizione sperimentale, recentemente da me realizzata nell'Istituto Fisico della R. Università di Bologna, che sembra prestarsi particolarmente bene a tutte le verifiche sperimentali di cui sopra e che ha già permesso di mettere in rilievo un notevole fenomeno di assorbimento selettivo per un'onda elettromagnetica liberamente propagantesi in seno ad un gas elettronico sottoposto ad un campo magnetico di opportuna intensità e direzione [6].

2. - Considerazioni preliminari e progetto della ricerca sperimentale.

4. — Per l'esecuzione delle esperienze di cui sopra si dovrà disporre, in linea di principio, di un generatore di oscillazioni elettromagnetiche persistenti di brevissima lunghezza d'onda che si presti ad una irradiazione sufficientemente intensa; di un ricevitore o risuonatore accordato che consenta l'esecuzione di misure di intensità e di polarizzazione sull'onda incidente ed infine di un ambiente che racchiuda un gas elettronico e possa esser sottoposto all'azione di un campo magnetico opportunamente orientato rispetto alla direzione di propagazione dell'onda.

Gli ostacoli principali frapposti alla realizzazione dell'esperienza in oggetto, possono provenire:

1) dalla difficoltà di disporre di onde elettromagnetiche persistenti di così piccola lunghezza che le dimensioni dei congegni necessari a generare il campo magnetico e a racchiudere il gas elettronico che deve esser attraversato dall'onda incidente, resultino accettabili per una esperienza di laboratorio;

2) dalla necessità che la frequenza dell'onda incidente non debba, per contro, essere troppo elevata affinchè l'intensità del campo magnetico che corrisponde, secondo la [1], alla frequenza critica, non resulti praticamente irraggiungibile in uno spazio non trascurabile di fronte alla lunghezza dell'onda incidente;

3) dall'opportunità di contenere entro limiti ammissibili la velocità periferica degli elettroni costituenti il mezzo ionizzato, sulle or-

---

[6] G. TODESCO: « Nature », t. 129, p. 203, 1932; « Rend. Acc. Naz. Lincei », t. 15, p. 144, 1932.

bite chiuse generate dal campo magnetico cui il mezzo deve essere sottoposto.

Tali difficoltà — alle quali si deve senza dubbio il fatto che nessuna esperienza sia stata finora tentata per questa via, che pur si presenta come la più idonea a fornire resultati interessanti — appaiono più facilmente superabili oggi, dacchè il fisico può disporre di oscillazioni elettromagnetiche di brevissima lunghezza d'onda generate dai triodi con intensità sufficiente per fare buone misure.

Fra i vari schemi progettati per la generazione di tali onde, merita particolare attenzione quello realizzato dal Pierret (7) che consente di ottenere ed irradiare delle oscillazioni elettromagnetiche persistenti di soli 18 cm di lunghezza d'onda, facendo uso di un montaggio semplicissimo.

Onde di tale lunghezza si prestano particolarmente bene alle verifiche sperimentali di cui sopra ed è facile rendersi conto che esse soddisfano convenientemente alle necessità di cui prima si è tenuta parola.

Esamineremo più avanti i dettagli costruttivi del risuonatore e dell'oscillatore impiegati in una disposizione sperimentale che ha consentito la verifica della prima conseguenza della teoria di Nichols e Schelleng (esistenza di una frequenza critica di assorbimento). Vediamo intanto come si possa praticamente realizzare il gas elettronico che deve esser traversato dall'onda incidente, mentre è sottoposto all'azione di un conveniente campo magnetico.

In mancanza di sicuri elementi teorici o sperimentali atti a farci comprendere quale possa essere la reale distribuzione degli elettroni nel campo terrestre, dipendentemente dal loro modo di generazione, dalla loro velocità iniziale e, in genere, dalle condizioni cinematiche del moto sulle orbite che essi percorrono per effetto delle forze elettriche e magnetiche agenti, sembra opportuno riferirsi, per una esperienza di laboratorio, ad un caso semplice e facilmente realizzabile in condizioni tali, che si prestino all'applicazione di leggi note per il calcolo degli elementi della traiettoria.

Sorge spontanea l'idea di servirsi a tale scopo dello spazio filamento-anodo di un diodo disposto nell'interno della bobina che genera il campo magnetico, col filamento parallelo alle linee di forza. La teoria del diodo in campo magnetico, formulata da Hull (8) nel 1921, mostra che in tale spazio, sotto l'azione combinata del campo magnetico e del campo elettrico dovuto alla tensione di placca, gli elettroni emessi dal filamento percorrono orbite chiuse, normali al campo, la cui forma è sensibilmente quella illustrata dalla fig. 1, se si ammette — come è lecito supporre in pratica — che il raggio del filamento sia trascurabile di fronte a quello dell'anodo, che la velocità con la quale gli elettroni sono emessi inizialmente dal filamento sia piccola di fronte a quella

(7) E. Pierret: « C. R. », t. 186, p. 1284 e 1601, 1928; t. 187, pagine 1132 e 1288, 1929.

(8) H. W. Hull: « Phys Rev. », t. 18, p. 31, 1921.

che essi acquistano in seguito per effetto del campo acceleratore, ed infine che il campo magnetico non influenzi sensibilmente la distribuzione spaziale delle cariche fra filamento e placca.

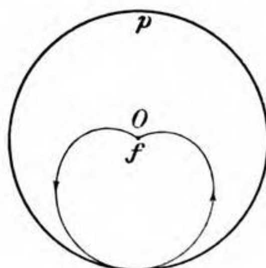


Fig. 1.

5. — In linea generica l'esperienza dovrà dunque consistere nel generare un'onda di 18 cm di lunghezza, polarizzata in un certo piano, nel farla passare attraverso lo spazio filamento-placca di un conveniente diodo sottoposto ad un campo magnetico opportunamente diretto, e nel riceverla su di un risuonatore accordato che dovrà esser costituito da una piccola antenna rettilinea vibrante in mezz'onda suscettibile di ruotare nel proprio piano onde consentire eventualmente misure di rotazione del piano di polarizzazione.

Proponendoci in un primo tempo la sola verifica dell'assorbimento selettivo dell'onda incidente, operato dal gas elettronico magneto-attivo, possiamo facilmente renderci conto dei valori numerici da adottare per le varie grandezze in giuoco. In base alla relazione :

$$n = \frac{H e}{2 \pi m},$$

avendo fissata la frequenza dell'onda incidente al valore $1,67.10^9$ hertz, che corrisponde alla lunghezza d'onda di 18 cm prescelta per l'esecuzione dell'esperienza, dovremo calcolare il valore del campo magnetico cui corrisponde tale frequenza di risonanza. Assumendo per e/m il valore $1,77.10^7$ u. e. m., si ha :

$$H = \frac{2 \pi m n}{e} = 6,28 \times 5,65.10^{-8} \times 1,67.10^9 = 592,54 \text{ gauss.}$$

Tale valore del campo appare facilmente raggiungibile, anche in uno spazio non trascurabile di fronte alla lunghezza d'onda incidente, facendo uso di una conveniente bobina.

All'azione del campo magnetico anzidetto dovremo sottoporre il gas elettronico contenuto nell'interno del diodo le cui caratteristiche dovranno esser tali che, sotto l'influenza combinata del detto campo e della tensione acceleratrice applicata all'anodo, le orbite elettroniche

(che dovranno essere percorse con la frequenza di $1{,}67 . 10^9$ giri al secondo) resultino chiuse: ossia tali che l'asse dell'orbita illustrata in fig. 1 sia minore del raggio anodico del diodo. La teoria di Hull, più sopra richiamata, mostra che la distanza massima d dal filamento alla quale gli elettroni possono giungere sotto l'azione di un campo magnetico H e di una tensione anodica V, dipende dal raggio R dell'anodo secondo la relazione:

$$d = 4 \sqrt[4]{2} \left(\frac{m}{e} \right)^{3/4} \frac{V^{3/4}}{R^{1/2} H^{3/2}} .$$

Posto $V = 600$ volt ed $R = 0{,}57$ cm (col che si progetta l'utilizzazione di un comune diodo «Philips TA 08/10»), risulta, in corrispondenza del valore di H prima determinato, $d = 0{,}21$ cm. Le orbite elettroniche sono quindi chiuse ed è facile anche calcolare che la velocità periferica con cui gli elettroni le percorrono (dovuta in parte al campo elettrico e in parte al campo magnetico) è dell'ordine di 15.000 km/sec.

I dati numerici surriferiti mostrano la possibilità pratica della progettata esperienza che passiamo senz'altro a descrivere.

3. - Disposizione sperimentale.

6. — Essa risulta essenzialmente dalle seguenti parti:

A) Il generatore di oscillazioni ($\lambda = 18$ cm).

B) La bobina generatrice del campo magnetico in cui è situato il diodo che racchiude il gas elettronico assorbente.

C) Il risuonatore per $\lambda = 18$ cm.

A) *L'oscillatore* $\lambda = 18$ *cm.* — Esso è realizzato secondo lo schema suggerito di recente dal Pierret ed è essenzialmente costituito da una valvola a tre elettrodi a corna guarnita come è indicato in fig. 2. La griglia è unita al polo positivo di una batteria di tensione P' di circa 300 volt, mentre la placca è collegata al negativo di una seconda batteria P'' di circa 40 volt. Regolando opportunamente queste due tensioni e per un conveniente valore della corrente di accensione del filamento, si destano nell'interno della lampada oscillazioni di *tipo elettronico* a frequenza elevatissima dovute ad un movimento periodico degli elettroni attraverso le maglie della griglia che, come si è detto, è portata ad un elevato potenziale positivo. Più precisamente, se ci riferiamo allo schema della fig. 3, che rappresenta in sezione i tre elettrodi della valvola, possiamo immaginare che fra due fili di griglia, ad es. A e B, vi sia un punto O di forza nulla; regolando opportunamente la tensione di placca, è possibile condurre questo punto a trovarsi fra i due fili. Considerando allora un elettrone, emesso dal filamento f, che si trovi ad una piccola distanza $x = OE = OE'$ da O, si vede facilmente che esso è sollecitato da una forza (risultante dall'azione della griglia, della placca e del filamento) che tende *qualunque sia il senso di* x, a riportarlo verso il punto O. L'elettrone assume

dunque un movimento periodico di va e vieni attorno al punto O, con un periodo che dipende dalle dimensioni geometriche della spirale costituente la griglia e dalla sua distanza dagli altri elettrodi della lam-

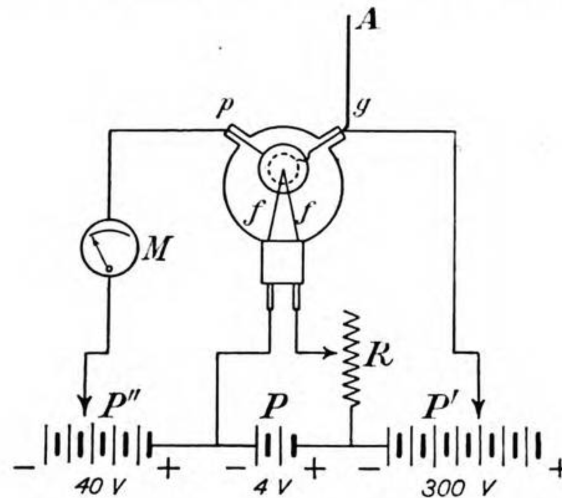


Fig. 2.

pada nonchè — sebbene in misura molto minore — dal valore delle tensioni applicate agli elettrodi stessi.

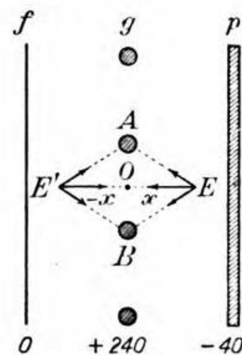


Fig. 3.

Le oscillazioni in parola, la cui frequenza risulta dell'ordine di 10^9 hertz, producono variazioni periodiche del potenziale di griglia e possono esser condotte fuori della lampada, aumentandone notevolmente l'intensità, collegando alla griglia una minuscola antenna accordata

con l'oscillazione elettronica e vibrante in quarto d'onda. Alla estremità inferiore di tale antenna si forma un nodo di potenziale e ciò impedisce che siano derivate correnti ad A. F. nel conduttore che unisce la griglia alla batteria di alimentazione.

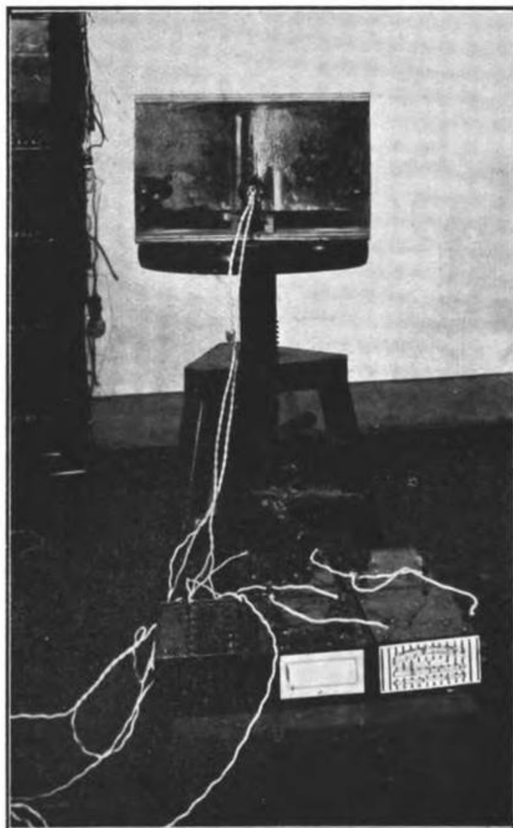


Fig. 4. — L'oscillatore per onde di 18 cm munito del suo riflettore.

A differenza dei noti schemi di Kurz e Barkhausen, in cui le oscillazioni elettroniche si producono fra la griglia e la placca, nel circuito di Pierret le oscillazioni si manifestano unicamente sui conduttori collegati alla griglia (e non su quelli collegati alla placca) e la lunghezza d'onda generata ($\lambda = 15 \div 18$ cm) è almeno la metà di quella ottenibile con gli schemi suddetti.

La fig. 4 mostra l'oscillatore realizzato per le ricerche di cui rendiamo conto. La lampada è munita di una piccola antenna retti-

linea di 4 cm di lunghezza che è situata lungo la linea focale di un riflettore metallico cilindro-parabolico destinato ad ottenere un fascio di radiazioni sensibilmente parallelo.

B) La bobina generatrice del campo magnetico. — Essa è costituita da un grosso rocchetto di legno, di 30 cm di lunghezza e di 25 cm di diametro, che sostiene un avvolgimento conduttore formato da 300 spire di filo di rame da 18/10 disposte su 15 strati concentrici. Essa genera un campo di 75,1 gauss quando è percorsa dalla corrente di 1 ampere. Un canale longitudinale di 14 cm di diametro traversa la bobina in tutta la sua lunghezza e consente di allogarvi il diodo avente le caratteristiche descritte, con il filamento diretto parallelamente alle



Fig. 5. — La bobina che genera il campo magnetico e il diodo situato nel suo interno.

linee di forza del campo. Una manetta, collegata rigidamente con lo zoccolo del diodo, permette di ruotare quest'ultimo nell'interno della bobina onde regolare accuratamente l'anzidetto parallelismo (fig. 5).

C) Il rivelatore per le onde di 18 cm. — La rivelazione di onde così corte come quelle emesse dall'oscillatore di Pierret, presenta notevoli difficoltà, specialmente quando, come nel caso in esame, si abbisogna di un dispositivo che si presti all'esecuzione di precise misure di intensità e consenta determinazioni in qualunque azimut.

L'uso di rivelatori a valvola termoionica (con la prima valvola montata identicamente alla valvola oscillatrice, seguita da uno stadio di super-reazione e da uno o più stadi di amplificazione a B. F.) era da scartarsi senz'altro perchè, oltre a richiedere in trasmissione l'uso di un'onda modulata, non avrebbe consentito buone misure di intensità al telefono e mal si sarebbe prestato a rilevamenti angolari dell'azimut della vibrazione incidente.

Più idoneo si presentava l'uso di una semplice antennina rettilinea accordata, vibrante in mezz'onda, munita al centro di un rivelatore a croce termoelettrica o a cristallo, collegato con un galvanometro sensibile. Qualche esperienza preliminare avendo mostrato che l'uso della croce termoelettrica non consentiva la richiesta sensibilità, il ricevitore è stato costituito nella sua forma definitiva (fig. 6) da un minuscolo rivelatore a cristallo (contatto galena-platino) i cui elementi sono di-

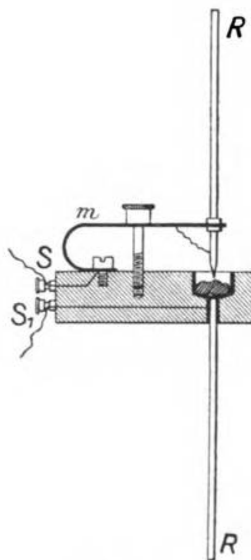


Fig. 6.

rettamente saldati all'estremità di due conduttori di rame filiformi lunghi ciascuno 4,5 cm. I conduttori stessi vengono così a costituire le due metà di un'antenna rettilinea, vibrante in mezza onda ed accordata sull'oscillazione di 18 cm in arrivo. I due serrafili S ed S_1, connessi rispettivamente alla molla m che sostiene il conduttore R ed alla piccola scodella d'ottone che contiene il cristallo di galena saldato ad R', permettono il collegamento del dipolo ricevente col galvanometro. Il dipolo stesso è disposto nella linea focale di un riflettore metallico cilindro-parabolico identico a quello trasmittente. Tale riflettore, illustrato dalla fig. 7, può ruotare attorno ad un asse orizzontale assumendo orientamenti variabili rispetto al piano del vettore elettrico dell'onda incidente.

La scelta di un buon cristallo consente di ottenere una grandissima sensibilità, unita ad una costanza più che sufficiente per fare delle buone misure.

7. — Con i congegni descritti riesce agevole realizzare la disposizione sperimentale illustrata schematicamente in fig. 8.

In *O* è situato l'oscillatore, in *D* un grande schermo metallico (m 1,74 × 0,70) destinato ad attenuare per quanto possibile l'effetto dei fenomeni di diffrazione che assumono notevole intensità per es-



Fig. 7. — Il risuonatore per onde di 18 cm munito del suo riflettore.

sere le dimensioni degli oggetti con cui si esperimenta, dello stesso ordine di grandezza della lunghezza d'onda. Contro lo schermo, munito di un opportuno foro *F*, si appoggia la grossa bobina descritta precedentemente, che contiene nel suo interno il diodo in cui dovranno generarsi le orbite elettroniche assorbenti : un secondo dia-

framma metallico D' è situato nell'interno della bobina, contro il diodo, ed è munito di un foro avente lo stesso diametro del cilindro anodico. In R è situato il ricevitore, collegato col galvanometro G.

La fig. 9 mostra la disposizione dettagliata dei circuiti e non abbisogna di particolari chiarimenti. Si noti solo il sistema delle tre im-

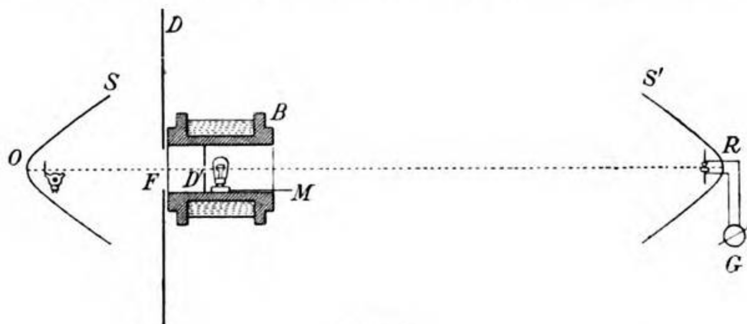


Fig. 8.

pedenze I e dei quattro condensatori C posti sui circuiti di filamento e di placca del diodo D. Tale sistema di blocco è destinato ad impedire che il diodo oscilli per suo conto nel campo magnetico, fungendo

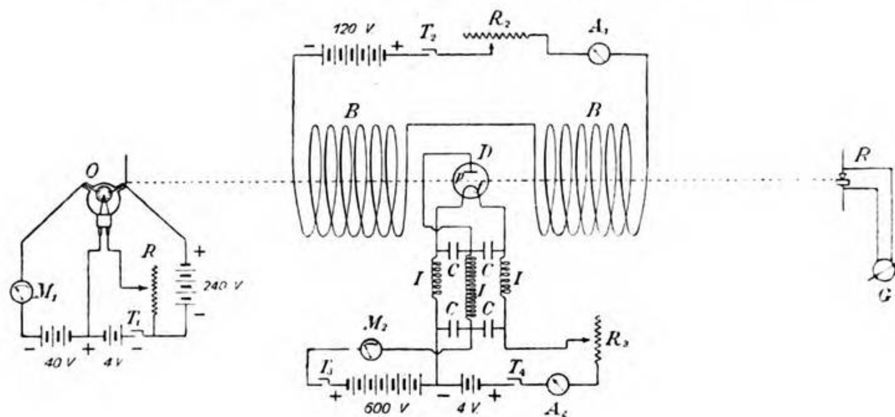


Fig. 9.

da *magnetron* (9). La completa eliminazione di queste oscillazioni proprie ($\lambda = 100 \div 150$ cm), che si manifestavano con grande intensità ed impressionavano fortemente la galena del ricevitore, ha costituito una delle difficoltà più notevoli incontrate durante la ricerca.

(9) K. Okabe: « Proc. Inst. Radio Eng. », t. 17, p. 652, 1929.

Gli apparecchi di misura A_1, A_2, M_1, M_2, i reostati R_1, R_2, R_3, e gli interruttori T_1, T_2, T_3, T_4, che debbono essere adoperati durante l'esperienza per la lettura e la regolazione delle correnti nei vari circuiti (dell'oscillatore, della bobina magnetizzante e del diodo), sono posti su di un tavolo separato e lontano dall'oscillatore, onde evitare l'influenza perturbatrice prodotta dalla presenza dello sperimentatore nella regione di spazio percorsa dal fascio di radiazioni che si propaga verso il risuonatore.

La fig. 10 mostra la sistemazione dei vari congegni e fornisce una veduta d'assieme della disposizione sperimentale realizzata.

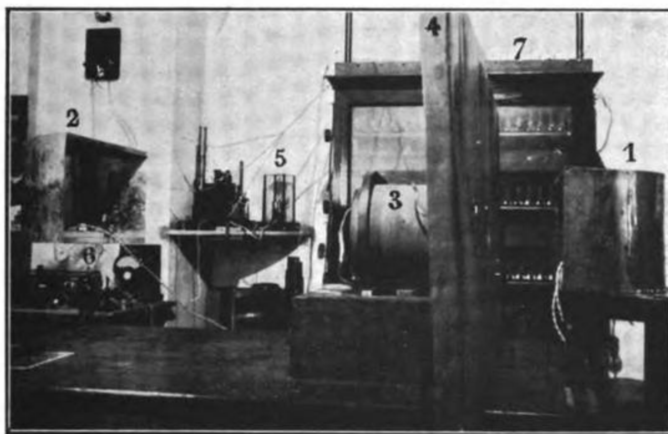


Fig. 10. — Vista d'assieme della disposizione sperimentale.
1) oscillatore, 2) risuonatore, 3) bobina che genera il campo magnetico, 4) schermo metallico, 5) galvanometro, 6) tavolo di comando con amperometri, reostati ed interruttori, 7) batteria che fornisce la tensione anodica al diodo. (Il risuonatore 2 è stato spostato verticalmente rispetto all'oscillatore, per permettere la visione del tavolo 6).

4. - Risultati ottenuti e loro discussione.

8. — Se, in assenza di campo magnetico e col diodo spento, si eccita l'oscillatore O, si nota al galvanometro G una deviazione permanente dovuta all'onda di 18 cm in arrivo. Tale deviazione si annulla quasi completamente se si pone uno schermo metallico di fronte all'apertura della bobina B, rivolta verso il risuonatore.

La deviazione residua, più o meno forte secondo i casi, è dovuta ad energia che arriva in R a causa dei fenomeni di diffrazione, riflessione sulle pareti della stanza ed emissione di onde secondarie per parte dei corpi investiti dalla radiazione primaria.

Se si invia corrente nella bobina B, si mette la placca del diodo sotto tensione e si accende il filamento, la deviazione galvanometrica

iniziale resta in generale immutata, ma se mediante il reostato R_2 si aumenta via via l'intensità della corrente magnetizzante nella bobina, *si osserva che la deviazione del galvanometro va man mano diminuendo, raggiunge un minimo in corrispondenza di un determinato valore del campo magnetico e torna a crescere con l'aumentare dell'intensità della corrente magnetizzante.* V'è dunque un minimo (nettissimo) per l'energia dell'onda incidente che ha traversato il gas elettronico contenuto nel diodo, ed esso si manifesta in corrispondenza di un valore ben definito del campo magnetico.

Una volta trovato sperimentalmente il valore esatto del campo che produce il massimo effetto di assorbimento, si può verificare che il solo fatto di accendere o spengere il diodo nel campo magnetico (il che equivale a generare o distruggere le orbite elettroniche assorbenti), produce nettamente una diminuzione od un aumento della deviazione galvanometrica dovuta all'onda in arrivo.

Nella seguente tabella sono riportati i dati relativi a tre determinazioni sperimentali eseguite in epoche diverse :

Esperienza	N. 1	N. 2	N. 3
Data	20/12/1931	27/12/1931	24/3/1932
Lunghezza d'onda emessa dall'oscillatore (cm)	18,0	19,0	18,4
Deviazione galvanometrica iniziale (divis. della scala)	70	100	610
Effetto assorbente al campo critico (divis. della scala)	25	35	180
Campo critico:			
calcolato teoricam. (gauss)	592,54	560,61	578,32
osserv. speriment. (gauss)	656,37	630,84	638,35
differenza (gauss)	+63,83	+70,23	+60,03

La misura esatta della lunghezza d'onda venne eseguita col metodo delle onde stazionarie, facendo scorrere dietro l'antenna ricevente, privata del suo riflettore, un ampio specchio metallico e misurando l'intervallo compreso fra due posizioni di esso che davano al galvanometro due deviazioni massime o minime.

La misura dell'intensità del campo magnetico generato dalla bobina venne effettuata servendosi di un ottimo galvanometro balistico Siemens e utilizzando come campo di riferimento quello generato da un solenoide a un solo strato, il cui valore era stato determinato in precedenza con tutta precisione.

I diagrammi 1 e 2 riferentisi alle esperienze n. 2 e n. 3 mostrano l'andamento dell'effetto constatato, in funzione della corrente magnetizzante nella bobina. Dal loro esame si rileva come la risonanza fra

la frequenza dell'onda incidente e quella del moto periodico degli elettroni sulle orbite assorbenti, sia estremamente acuta; dal diagramma 1 si vede ad es., che *basta una variazione nell'intensità del campo di circa l'1 % per ridurre ad un terzo l'entità dell'effetto.*

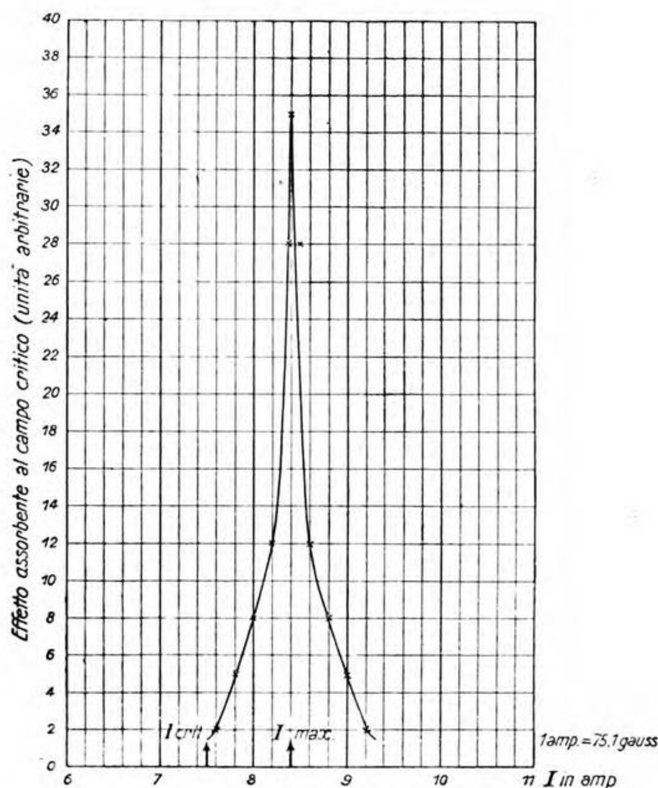


Diagramma N. 1.

Una particolarità che non trova per ora agevole spiegazione nell'ambito della teoria di Nichols e Schelleng è costituita dalla differenza rilevata fra il valore teorico e quello sperimentalmente osservato del campo critico che produce il massimo effetto di assorbimento. Tale differenza è certamente maggiore dei possibili errori di osservazione che si aggirano — in base alla precisione con cui sono state effettuate le misure di lunghezza d'onda e di intensità di campo magnetico — attorno all'1 % circa. Devesi notare d'altronde che nel corso della ricerca è stato constatato più volte che il valore del campo critico dipende, oltre che dalla lunghezza d'onda incidente, anche — se pure in misura notevolmente minore — dall'intensità della corrente elettro-

nica che percorre il circuito di placca del diodo a campo diseccitato, ossia dal numero degli elettroni presenti nello spazio traversato dall'onda incidente. Ciò farebbe pensare ad un intervento del valore della costante dielettrica del gas elettronico che, secondo la nota formula

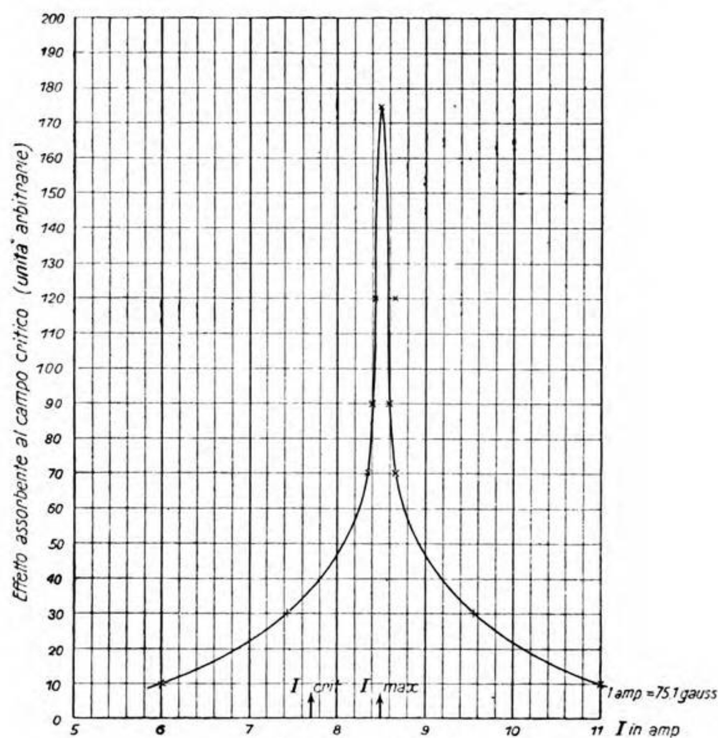


Diagramma N. 2.

di Eccless, dipende appunto dal numero di elettroni presenti per cmc nel gas ionizzato. D'altronde le ricerche sopra citate di H. Gutton [10] hanno mostrato che per un gas ionizzato sottoposto ad un campo elettrico ad alta frequenza si può parlare di un *periodo proprio di oscillazione,* anche in assenza di campo magnetico: è probabile che di tale periodo proprio si debba tener conto nella determinazione del valore del campo critico che produce il massimo assorbimento. Ricorderemo da ultimo che il Benner [11], nel lavoro precedentemente ricordato, determinando la conducibilità di un gas ionizzato magneto-attivo contenuto fra le armature di un condensatore, e assoggettato ad un campo elettrico

(10) H. Gutton, loc. cit.
(11) S. Benner, loc. cit., p. 48 e p. 50.

ad alta frequenza, ha constatato sperimentalmente una discordanza fra il valore del campo che produce il massimo aumento di conducibilità e quello teoricamente calcolato , che si aggira attorno al 10 % e che può essere in un senso o nell'altro a seconda delle condizioni di esperienza.

Comunque sia, nuove ricerche sperimentali permetteranno certamente di chiarire anche questo punto. Intanto sembra lecito concludere che la disposizione sperimentale realizzata ha permesso di constatare *un notevole effetto di assorbimento selettivo per un'onda elettromagnetica liberamente propagantesi in seno ad un gas elettronico sottoposto a campo magnetico.* Tale assorbimento si verifica per un valore del campo che si mostra in discreto accordo con quello teoricamente deducibile dalla teoria di Nichols e Schelleng; sicchè la teoria stessa, per questa sua prima conseguenza, è da ritenersi verificata sperimentalmente in modo diretto.

Dalla ricerca sperimentale eseguita appare anche confermata in modo soddisfacente l'ipotesi di Appleton circa *l'assorbimento anomalo subito dall'onda di* 214 *m propagantesi nel campo magnetico terrestre* ($H = 0{,}5$ *gauss*). E' noto che la constatazione di tale assorbimento, basata sulle misure di intensità di ricezione dei segnali radio emessi su lunghezze d'onda aggirantisi attorno ai 200 m, aveva fornito sinora risultati dubbi e discordanti.

Restano ora da verificarsi le altre conseguenze della teoria di Nichols e Schelleng, in ordine all'eventuale esistenza di una rotazione del piano di polarizzazione dell'onda incidente o di un effetto di doppia rifrazione, a seconda che il campo magnetico sia disposto parallelamente o perpendicolarmente alla direzione di propagazione dell'onda. Il dispositivo sperimentale descritto, in quanto realizzato a questo preciso scopo, si presta ad eseguire l'una e l'altra verifica.

Ciò costituirà oggetto delle future ricerche.

Bologna, marzo 1932.

Istituto Fisico «A. Righi» della R. Università.

-- -- -- RECENSIONI -- -- --

AMPLIFICATORI.

F. W. Schor — **Amplificatore a radio frequenza non sintonizzato.** (Proc. I. R. E., gennaio 1932, XX, 1, pag. 87-94, con 7 fig.).

Gli amplificatori a radiofrequenza non sintonizzati, con accoppiamento a induttanza e capacità, sono da alcuni anni caduti in disuso, causa la loro scarsa efficienza. Tuttavia possono essere talvolta di notevole utilità. Usando tubi a griglia-schermo, per evitare retroazioni, con l'impiego di bobine di induttanza accuratamente costruite si ottengono amplificazioni di circa 10 unità nella gamma da 600 a 1600 kc/s. Può essere vantaggioso usare bobine avvolte su nuclei di ferro finemente laminati. *M. B.*

H. A. Robinson — **Studio sperimentale sull'uso del tetrodo come amplificatore a radio frequenza modulato.** (Proc. I. R. E., gennaio 1932, XX, 1, pag. 131-160, con 40 fig.).

L'uso, nei trasmettitori, del tetrodo a griglia-schermo come amplificatore a radio frequenza modulato permette di eliminare ogni dispositivo di neutralizzazione, e le relative critiche regolazioni: vantaggio di particolare importanza nei trasmettitori portatili o per aeromobili, per i quali si richiedono rapidi cambiamenti della frequenza emessa, in una vasta gamma.

La modulazione su un tubo a quattro elettrodi può essere realizzata operando sulla tensione media di griglia, sulla tensione di schermo o su quella anodica.

I primi due sistemi si sono dimostrati presso che equivalenti; esperimenti fatti con un tetrodo UX-865 hanno provato che si può con essi ottenere una profondità di modulazione del 60-70 per cento, senza eccessiva distorsione. Il terzo sistema dà invece risultati soddisfacenti solo quando lo schermo è alimentato attraverso una resistenza di valore abbastanza elevato. Elevati valori della profondità di modulazione, senza sensibile distorsione, possono essere ottenuti mediante una modulazione contemporanea nel circuito di placca e in quello di schermo prodotta da due tensioni a frequenza acustica in fase e fra loro proporzionali. *M. B.*

Abbreviazioni usate per i titoli di alcuni dei periodici recensiti:

Ann. P. T. T.: Annales des Postes, Télégraphes et Téléphones. — *Elect. Comm.*: Electrical Communication. — *E. N. T.*: Elektrische Nachrichten Technik. — *E. T. Z.*: Elektrotechnische Zeitschrift. — *H. F. Techn. u. El. Ak.*: Hochfrequenztechnik und Elektroakustik. — *J. A. S. A.*: Journal of the Acoustical Society of America. — *J. I. E. E., Londra*: Journal of the Institution of Electrical Engineers. — *Proc. I. R. E.*: Proceedings of the Institute of Radio Engineers. — *R. G. E.*: Revue Générale de l'Électricité. — *The El. J.*: The Electric Journal. — *Zeit. Hochfreq. Tech.*: Zeitschrift für Hochfrequenztechnik.

H. A. Thomas — Influenza del carico esterno sulla distorsione negli amplificatori a resistenza. (Experimental Wireless, gennaio 1931, VIII, 88, pag. 11-17, con 11 fig.).

Il circuito di entrata di un tubo elettronico amplificatore, cioè lo spazio griglia-filamento, si comporta come una impedenza, costituita da una capacità (generalmente di valore molto più grande di quella statica griglia-filamento) in serie con una resistenza. Questo fenomeno è dovuto, come è noto, all'accoppiamento, creato dalla capacità placca-griglia fra i circuiti anodico e di griglia.

Il valore dell'impedenza di entrata è perciò dipendente dalle costanti del circuito anodico di utilizzazione e quindi, in un amplificatore a più stadii, nel calcolo dell'amplificazione occorre tener conto di questi fenomeni di reazione, per cui le caratteristiche del circuito anodico dell'ultimo stadio fanno sentire la loro influenza sulle impedenze di entrata di tutti i tubi precedenti. Per effetto di questa impedenza l'amplificazione viene a dipendere dalla frequenza e si hanno in conseguenza fenomeni di distorsione nella riproduzione delle varie frequenze.

L'A mostra come, partendo dal circuito equivalente dell'alto parlante, che costituisce il carico utile dell'ultimo stadio, sia possibile calcolare la curva dell'amplificazione, in funzione della frequenza. Sono riportati alcuni risultati sperimentali che risultano in accordo soddisfacente con quelli teorici. *C. Mt.*

A. L. M. Sowerby — Il calcolo dei circuiti sintonizzati per amplificatori. (Experimental Wireless, gennaio 1931, VIII, 88, pag. 23-24, con 1 fig.).

Nel progetto degli amplificatori a tubi elettronici per radiotelefonia si cerca normalmente di ottenere la massima amplificazione possibile e nello stesso tempo di limitare l'acutezza della curva di risonanza, in modo da consentire la riproduzione fedele anche delle note alte.

In un amplificatore l'andamento della curva di risonanza è funzione del decremento totale del circuito, cioè del decremento del circuito oscillante considerato in parallelo con una resistenza uguale alla resistenza interna del tubo elettronico. Per il calcolo dell'amplificazione il circuito oscillante deve essere invece considerato in serie con il tubo.

Se si stabilisce la differenza di frequenza, rispetto alla risonanza, alla quale deve corrispondere un'amplificazione non inferiore ad una certa frazione di quella corrispondente alla risonanza, si può, in base alle formule del decremento totale e dell'amplificazione, calcolare la capacità e l'induttanza che deve avere il circuito.

La massima amplificazione ottenibile dipende naturalmente dai valori pratici che può assumere il decremento del circuito, considerato isolato.

L'A. esamina tanto il caso di un solo, quanto quello di più stadii di amplificazione e chiude la sua nota con un esempio numerico relativo ad un amplificatore con tubi a griglia schermo. *C. Mt.*

L. Bainbridge-Bell — Accoppiamenti parassiti negli amplificatori. (Experimental Wireless, gennaio 1931, VIII, 88, pag. 18-20, con 2 fig.).

Una causa di instabilità nel funzionamento degli amplificatori, che è sovente trascurata, è costituita dall'accoppiamento parassita che può essere prodotto da un'impedenza comune nel circuito del filamento.

L'A consiglia alcuni dispositivi per eliminare questo inconveniente. Fra i più efficaci si possono citare: l'impiego di un secondo condensatore di by-pass, fra il positivo del generatore anodico e il positivo del

filamento, oltre quello comunemente posto fra il positivo anodico e il negativo del filamento; e l'uso dei tubi a riscaldamento indiretto del catodo. *C. Mt.*

ANTENNE.

F. Bruce — **Antenne direttive per onde corte.** (Proc. I. R. E., agosto 1931, XIX, 8, pag. 1406-1433, con 23 fig.).

Sulla intelligibilità delle comunicazioni radiotelefoniche con onde corte influiscono notevolmente i disturbi esterni (atmosferici), la evanescenza dei segnali, le interferenze, ecc. L'impiego di antenne riceventi direttive è quindi vantaggioso per attenuare l'influenza di queste cause perturbatrici.

Circa il sistema di antenna da usare l'A considera dapprima alcuni tipi molto semplici e anche molto meno costosi dei noti sistemi, costituiti da una serie di antenne elementari poste a determinate distanze. Il tipo più semplice è costituito da un'antenna unifilare inclinata, con l'estremità inferiore posta a terra attraverso una resistenza smorzatrice.

Migliori risultati si ottengono con un'antenna a V invertito, disposta nella direzione delle radio onde da ricevere, con l'estremità anteriore a terra attraverso una resistenza e la posteriore collegata al ricevitore. L'A esamina l'influenza, sulle proprietà direttive, della lunghezza del filo dell'antenna in rapporto alla lunghezza d'onda e dell'angolo al vertice fra i due fili. Un tipo di antenna ancora migliore si ha infine usando due antenne a V disposte orizzontalmente, in modo da formare una losanga, di cui la diagonale più lunga coincide con la direzione della propagazione. Il quadrilatero è chiuso dal lato anteriore su di una resistenza e da quello opposto è collegato alla linea di alimentazione del ricevitore.

L'A riporta le formule da usare per la determinazione dei diagrammi di ricezione nel piano verticale e orizzontale. A titolo di esempio sono mostrati i diagrammi per un'antenna del tipo ora descritto, nella quale ciascuno dei quattro fili elementari ha una lunghezza uguale a 4λ e l'angolo al vertice del V è di 130°. Dalle formule predette si ricava poi che i diagrammi di ricezione non sono molto alterati al cambiare della frequenza. Infatti, per il caso dell'esempio sopra citato, l'ampiezza dell'angolo di massima intensità di ricezione varia da 10° a 20° per una variazione di frequenza nel rapporto da 2 a 1. *C. Mt.*

CIRCUITI - QUADRIPOLI - FILTRI.

M. Federici — **Fenomeni del regime transitorio nei trasduttori a impedenza caratteristica costante.** (Memorie R. Acc. Naz. Lincei, Classe Scienze Fisiche, 1931, Serie VI, Vol. IV, Fasc. VIII, pag. 419-458, con 52 fig.).

La corrente $I_m(t)$ prodotta in un elemento m di un trasduttore, ad un elemento n del quale sia applicata una tensione $V_n(t)$, può ottenersi da una relazione della forma: $I_m(t) = f(p)\,V_n(t)$, se il simbolo $f(p)$, che vi appare come la *ammettenza trasduttrice* relativa ai due elementi m ed n, è un operatore funzionale secondo il metodo del Giorgi. L'impiego di questo non solo comporta una notevole semplificazione formale, ma sostituisce agli abituali procedimenti del calcolo (cui altrimenti, per risolvere il problema sopra accennato, bisognerebbe ricorrere, e non sempre in modo facile e spedito) l'interpretazione dell'operatore stesso. Ciò può riuscire particolarmente vantaggioso quando si tratti di tensioni di forma qualunque, compresevi — con certe restrizioni — anche le discontinue, interessanti nei periodi transitori. E consente che si mettano a profitto,

nello sviluppo delle trattazioni, le proprietà di tale metodo di calcolo; nel quale per gli operatori normali lineari (relativi ai casi di conduttori le cui caratteristiche non siano funzione del tempo, e che non risultino altrimenti anomali — esclusi quindi gli archi, le resistenze ad alto coefficiente termico e gli elementi in presenza di ferro) vigono le regole dell'algebra ordinaria circa le operazioni di somma, prodotto, elevazione a potenza, ecc., con poche restrizioni e norme supplementari.

Uno dei sistemi per correggere la distorsione nelle lunghe linee telefoniche è l'impiego di trasduttori complementari, atti a costituire in unione col trasduttore originale un complesso esente da distorsione; ne sono stati proposti (dallo Zobel) tre tipi fondamentali, a *T* semplice, a *T* composto e ad *X*, la cui impedenza caratteristica è costante ed è una pura resistenza. Per ciascuno di essi l'Autore applica ad una linea costituita da infinite sezioni uguali (o da un numero finito di queste, purchè in tal caso la linea si chiuda sull'impedenza caratteristica) il metodo degli operatori funzionali sopra accennato; e giunge a ricavare le espressioni per la corrente nel periodo transitorio all'emmesina sezione, quando la tensione applicata all'inizio della linea sia continua o sinusoidale.

Con un dispositivo sperimentale, in cui la chiusura pressochè istantanea del circuito consentiva di ritenere che la tensione applicata fosse quasi esattamente una funzione di Heaviside (eguale a 0 per $t < 0$ e ad 1 per $t > 0$), sono stati sottoposti a verifica i risultati analitici. Il lavoro originale riporta le curve dedotte da questi per l'andamento della corrente nel periodo transitorio con trasduttori dei tre tipi considerati e nella doppia ipotesi, che si applichi tensione continua o tensione alternativa sinusoidale di 60 p/s; e vi affianca i rilievi oscillografici sperimentalmente raccolti nei casi reali corrispondenti. Il raffronto fra le curve e gli oscillogrammi riesce molto istruttivo; esso, mentre dà all'Autore occasione di interpretare efficacemente i fenomeni osservati, conferma l'esattezza delle formule per i trasduttori ideali, e permette di concludere che queste entro certi limiti offrono buona approssimazione anche per i casi pratici.

[*La presente memoria, che si ricollega ad altre pubblicazioni dello stesso Autore nel medesimo campo di studi, è stata elaborata nella Harvard University dall'ingegnere Maurizio Federici, vincitore della 1ª Borsa annuale A. Volta, istituita dalla Italy America Society e messa a concorso dall'A.E.I.* (V. L'Elettrotecnica 1928, XV, pag. 23, 196, 575) - n. d. r.]. *P. L.*

CONVERTITORI - RADDRIZZATORI.

C. Rocard — **Contributo alla teoria del raddrizzamento.** (L'Onde Électrique, gennaio 1932, XI, 121, pag. 23-44, con 17 fig.).

1. — *Raddrizzatore che eroga su un filtro comportante una capacità d'entrata.*

a) Raddrizzamento mediante arco ad una alternativa.

b) Raddrizzamento mediante arco con due alternative.

c) Raddrizzamento mediante diodi, ad una o due alternative, con erogazione su una capacità nulla o molto piccola.

d) Raddrizzamento mediante diodi, ad una o due alternative, con erogazione su una capacità d'entrata infinita.

2. — *Raddrizzatore che eroga su un filtro comportante una induttanza d'entrata.*

a) Raddrizzamento mediante arco, con erogazione su una induttanza, il circuito di utilizzazione essendo shuntato da una capacità infinita.

Allo studio dei diversi circuiti particolari sono aggiunte alcune considerazioni di carattere più generale. *F. Ve.*

ELETTROACUSTICA.

A. H. Reeves — **Studio di un microfono per radiodiffusione.** (L'Onde Électrique, ottobre 1931, X, 118, pag. 458-470, con 9 fig.).

Le deficienze che si riscontrano nel problema della radiodiffusione derivano quasi totalmente dal microfono della stazione trasmittente, e più precisamente dalla difficoltà di poter avere un organo esente dai rumori di fondo, avente un rendimento uniforme alle usuali frequenze e la cui caratteristica di ampiezza sia perfettamente lineare.

Un certo progresso è già stato realizzato con l'impiego dei microfoni a condensatore che, come è noto, sono generalmente usati con circuito a resistenze-capacità oppure con amplificatori acustici a frequenza portante.

Questo secondo sistema è basato sul principio di utilizzare le variazioni di capacità del microfono per modificare la sintonia di un circuito oscillatorio accoppiato ad un generatore ad alta frequenza. Questo oscilla su una frequenza fissa, il cui valore è molto elevato in rapporto alle più alte frequenze della gamma acustica.

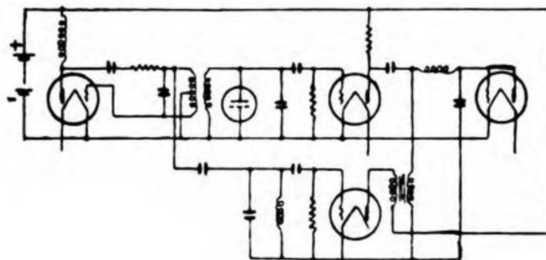


Fig. 1.

Il circuito comprendente il microfono deve essere leggermente disaccordato dalla frequenza dell'oscillatore, in modo che il punto di funzionamento giaccia all'incirca a metà del tratto rettilineo della curva di risonanza.

Si ottiene così ai capi del circuito oscillante una tensione ad alta frequenza modulata in ampiezza dall'onda sonora : raddrizzando questa tensione mediante un triodo si ottiene la frequenza telefonica. Le condizioni di funzionamento permettono variazioni relativamente grandi di ampiezza in relazione a piccole variazioni di capacità, così che si realizza una maggiore sensibilità; inoltre, essendo non molto elevato il valore dell'impedenza griglia-filamento, risulta molto ridotta la causa più frequente di disturbi, cioè il rumore del tubo raddrizzatore, dovuto alle dispersioni tra placca e griglia.

E' possibile ulteriormente migliorare il funzionamento del complesso applicando ad un secondo raddrizzatore la tensione in uscita dall'oscillatore (fig. 1). In tal modo si può avere un altro circuito affetto dai medesimi disturbi del raddrizzatore principale, senza che sia percorso dalle correnti telefoniche. Le correnti in uscita dai due raddrizzatori sono poste in opposizione di fase in un unico trasformatore per cui il suono modulatore resta inalterato mentre il rapporto fra segnale e disturbo sale a 20-24 decibel.

L'A dà una descrizione particolareggiata dell'apparecchio nella sua realizzazione pratica, atta a fornire tutti i dati caratteristici e cita i metodi usati per le misure. *S. R.*

M. J. O. Strutt — **Altoparlanti a cono.** (Proc. I. R. E., maggio 1931, XIX, 5, pag. 839-850, con 7 fig.).

L'A dà notizia di misure eseguite per controllare il comportamento dei coni aperti per altoparlanti.

Con una breve introduzione teorica sul movimento della superficie conica vengono definiti « il corto circuito acustico e la massa effettiva del cono »; effetti causati dalla presenza di linee nodali lungo la superficie vibrante. Successivamente è descritto un metodo di misura per rilevare le piccole ampiezze di vibrazione; tale metodo è stato applicato per eseguire diverse prove su altoparlanti e per ricavarne i dati comparativi indicati nella nota.

Altri procedimenti di misura sono ancora citati per ottenere direttamente il valore della massa effettiva e la radiazione totale di suono.

S. R.

C. A. Hartmann — **Nuovo microfono elettrodinamico a nastro.** (E. N. T., luglio 1931, VIII, 7, pag. 289-297, con 11 fig.).

L'A ricorda dapprima brevemente gli svantaggi dei microfoni a carbone: variabilità della resistenza e distorsione. Da tali difetti e dalle loro conseguenze quasi tutti i microfoni non a carbone sono per buona parte esenti; il fatto che essi non abbiano trovato finora ampia applicazione, si deve alla loro notevole inferiorità nel rendimento.

Ma il nuovo tipo di microfono elettrodinamico presenta un rendimento tale da porlo alla pari coi migliori microfoni a carbone; mezzo efficace per ottenere questo vantaggio è stato l'aumentare di molto l'induzione fra le estremità polari del magnete permanente fra le quali è teso il nastro, che costituisce l'organo vibrante. Entro l'intervallo di $50 \div 10.000$ p/s si viene ad ottenere nel circuito secondario del trasmettitore microfonico una f. e. m. che si mantiene sulla media di $0{,}3 \div 0{,}5$ mV, per 1 bar di pressione sonora applicata. Anche rispetto alla gamma delle frequenze trasmissibili con una sensibilità sufficientemente uniforme, si è realizzato un miglioramento, ricorrendo ad una particolare disposizione del complesso risonante. Nell'interno del nuovo apparecchio, immediatamente dietro al nastro, una specie di tramezzo delimita una camera ristretta che rimane in comunicazione, mediante una sottile fenditura, con l'ambiente più grande costituito dalla cavità interna del magnete; entrambe le camere comunicano coll'esterno per mezzo di fessure praticate nel coperchio del microfono. Il cuscinetto d'aria posto dietro al nastro, entrando in vibrazione con questo, produce, data la particolare conformazione degli ambienti, effetti di risonanza che interessano la banda di frequenze fra 4000 e 8000 p/s e permettono di estendere a questa il comportamento soddisfacente del microfono.

L'A riferisce come si giunse a questi risultati e come, mediante l'ausilio dell'esperienza, venne provato che il microfono a nastro si avvicina al caso limite del ricevitore a pressione (con l'organo vibrante non circondato da fluido in eguali condizioni), lo spazio interno potendosi considerare come acusticamente chiuso per le alte frequenze nonostante le aperture di comunicazione con l'esterno. Descrive poi i particolari costruttivi che rendono il microfono poco sensibile agli agenti

atmosferici. Esamina infine l'influenza dell'angolo di incidenza sul modo di comportarsi di esso; e con una serie di diagrammi mostra come anche sotto questo aspetto il microfono a nastro sia per le frequenze alte da preferirsi al microfono a carbone. Onde conclude potersi il nuovo tipo di microfono classificare vantaggiosamente rispetto agli altri tipi esistenti. *C. Cg.*

H. VOGT — **Il condensatore sonoro.** (E. T. Z., 12 novembre 1931, LII, 46, pag. 1402–1407, con 23 fig.).

L'A si occupa della realizzazione dell'altoparlante elettrostatico, dopo aver ricordato i diversi mezzi, di cui oggi si dispone per la conversione delle correnti alternate a bassa frequenza in onde sonore.

Se si pongono di fronte due piastre metalliche, una a potenziale positivo e l'altra a potenziale negativo, si verifica un'attrazione, che è data da:

$$P = F\ V^2/8\ \pi\ d^2$$

dove F è la superficie, V la tensione, d la distanza tra le piastre e $8\ \pi$ una costante. Se si sostituisce una delle piastre con una membrana oscillante e l'altra viene forata, si ottiene la riproduzione sonora. Per evitare distorsioni è conveniente far vibrare la membrana oscillante tra due piastre forate invece che davanti a una sola.

La membrana oscillante è la parte essenziale dell'altoparlante elettrostatico, che l'A chiama oscilloplano; tale membrana è costituita da una lega di alluminio e magnesio, ha uno spessore di 0,02 mm e un diametro di 400 mm. I sostegni degli elettrodi vengono ottenuti pressando a caldo i prodotti di condensazione del fenolo o della formaldeide e sono costruiti in modo che consentono il passaggio di un massimo quantitativo di aria compatibilmente colla necessaria rigidità dei sostegni stessi. I quali, dopo che sono stati forati, vengono coperti di un leggero strato di una sostanza conduttrice, per es. grafite o polvere metallica; sopra questo strato conduttore viene poi applicato uno strato isolante.

Per il funzionamento dell'oscilloplano sono necessari alcuni collegamenti particolari per produrre tensione raddrizzata: questa viene ottenuta raddrizzando con una valvola la tensione alternata della rete, elevata per mezzo di un solito trasformatore: le correnti a bassa frequenza vengono portate per mezzo di un trasformatore agli elettrodi esterni. *T. S.*

K. HOFFMANN — **Regolazione dell'intensità di suono mediante bobine.** (E. N. T., agosto 1931, VIII, 8, pag. 331-335, con 12 fig.).

La regolazione dell'amplificazione nel caso di trasmissioni o di riproduzioni mediante altoparlanti può avvenire sia prima del complesso amplificatore, cioè subito dopo i microfoni, sia all'uscita del complesso, cioè prima delle condutture di trasmissione o degli altoparlanti. In entrambi i casi vengono usati elementi elettrici moderatori che devono rispondere ai seguenti requisiti: 1) evitare che la regolazione ottenuta sia dipendente dalla frequenza; 2) regolare per quanto è possibile uniformemente per tutta la gamma; 3) non dar luogo, nel caso di regolazione per gradi, a disturbi nel passaggio da un grado all'altro. Le inserzioni potenziometriche di resistenze, generalmente usate, causano un aumento del carico per il generatore. Ciò si vorrebbe nella maggior parte dei casi evitare.

A tale scopo è conveniente impiegare, come elemento regolatore, una bobina induttiva con varie prese intermedie. Nel caso ideale questa

si imagina priva di perdite e non costituisce quindi alcun carico per il generatore. In realtà però essa presenta una certa resistenza anche se piccola; e questa anzi è necessaria per non avere una troppo grande variazione di tensione nel passaggio da un grado all'altro della regolazione; poichè in tale passaggio un certo numero di spire della bobina si viene a trovare chiuso in corto circuito.

Le prese intermedie vengono fatte in modo che la tensione cresca o diminuisca logaritmicamente affinchè l'udito percepisca una variazione costante dell'intensità di suono. Si può calcolare un valore della resistenza della bobina per cui la regolazione risulti per quanto è possibile indipendente dalla frequenza, uniforme e priva di disturbi.

C. Cg.

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

A. J. Ahearn — **L'emissione di elettroni secondari dal Tungsteno.** (The Physical Review, 15 novembre 1931, XXXVIII, 10, pag. 1858 a 1870, con 16 fig.).

Se si proietta un fascio di elettroni su una lamina di tungsteno, si ha una emissione di elettroni secondari da parte di questo; tali elettroni possono raccogliersi con un collettore. Dalla misura della corrente primaria I_p degli elettroni di eccitazione, e della corrente secondaria I_s degli elettroni secondari, si ottiene l'emissione secondaria definita dal rapporto I_s/I_p.

I risultati delle misure, che l'A riferisce, vengono divisi in quattro distinte categorie a seconda della temperatura, del trattamento termico, dell'occlusione di gas nella lamina di tungsteno, e del grado di vuoto nel tubo di prova.

Le curve di I_s/I_p in funzione del potenziale acceleratore presentano una pendenza variabile, con minimi ai potenziali di 40, 108, 208 e 297 V; tali potenziali associano i fenomeni di emissione secondaria con quelli di diffrazione di elettroni e produzione di raggi X. *G. Sac.*

R. Desoille — **Le radiazioni ultrapenetranti.** (R. G. E., 26 settembre 1931, XXX, 13, pag. 495-498).

Le radiazioni che qualcuno, riferendosi alle ipotesi sulle loro origini, ha chiamato cosmiche e che l'A, riferendosi alle loro proprietà, chiama ultrapenetranti sono state oggetto di lunghe discussioni per molti anni. Si tratta di radiazioni della natura delle oscillazioni elettromagnetiche o piuttosto di radiazioni paragonabili ai raggi X o ai raggi Y o ai raggi catodici (emissione d'elettroni) e non si tratta infine di emissioni protoniche? L'A riprende in esame le misure dei coefficienti d'assorbimento dei « quanta » d'energia, causa di tante difficoltà sperimentali, i fenomeni di associazione elettronici (associazione degli elettroni alle radiazioni in questione), l'effetto delle superfici di separazione, le ipotesi sulla natura cosmica e corpuscolare, e conclude col dirsi favorevole alla ipotesi che le radiazioni cosmiche o ultrapenetranti non siano altro che una corrente di protoni. Le difficoltà risultanti dal grande numero di « quanta » d'energia messi in gioco da tali radiazioni lasciano peraltro ancora in sospeso la questione. *G. Cc.*

ELETTROTECNICA GENERALE.

J. K. Webb — **Valutazione pratica delle perdite « per vicinanza » nei conduttori paralleli di andata e ritorno.** (Elect. Comm., luglio 1931, X, 1, pag. 22-25, con 5 fig.).

Nel caso di un semplice conduttore cilindrico isolato nello spazio, la distribuzione della corrente alternata nelle sezioni trasversali di esso è

regolata dalle leggi note dell'effetto pellicolare; ma se al detto conduttore se ne affianca un altro parallelo, a costituire un circuito di andata e ritorno, allora ha luogo nella distribuzione delle correnti un'ulteriore modifica, la quale è dovuta all'influenza del campo magnetico di ciascuna di esse sull'altra. Questo fenomeno ha preso il nome di « effetto di vicinanza »; e quantunque le sue conseguenze pratiche, che possono ricondursi ad un aumento di resistenza, siano meno importanti di quelle dovute all'effetto pellicolare, pur tuttavia non sono affatto trascurabili nei conduttori maggiori alle audio-frequenze, e nei minori alle frequenze più elevate che s'impiegano con i sistemi a corrente portante.

La difficoltà della trattazione matematica rigorosa del problema rende necessario, nei casi pratici, di ricorrere a formule semplificate; per il corretto uso delle quali però è indispensabile rendersi esatto conto dei limiti di errore ch'esse comportano. Tanto il Carson quanto il Butterworth (*ed altri, come il Mie* - n. d. r.) hanno dato delle soluzioni, il primo forse con maggiore esattezza, ma il secondo con maggiore semplicità. L'A, per giungere ad un criterio di preferenza fra i due metodi, si propone di esaminare casi concreti di applicazione delle formule, e di verificare poi sperimentalmente i risultati analitici per essi ottenuti; ma trova il suo compito facilitato dalla buona concordanza dei valori a cui giunge con calcoli condotti secondo i due diversi procedimenti matematici. Non fa allora altro che sottoporre alla prova sperimentale, con un ponte a corrente alternata, i risultati numerici delle formule del Butterworth, che sono le più comode pur dovendo anch'esse ricorrere alle funzioni *ber* e *bei;* e può dimostrare, con grafici su cui riporta insieme i punti analiticamente e sperimentalmente ottenuti, la buona concordanza degli uni e degli altri.

Nel lavoro originale compare anche una tabella di elementi numerici calcolati per l'impiego pratico della formula del Butterworth con frequenze fino ad oltre 6.000 p/s. A titolo di esempio si riportano qui alcuni valori del rapporto: *perdite per effetto di vicinanza/perdite per corrente continua,* con due conduttori di rame di cm 0,589 di diametro:

— ad una distanza di cm 0,68 fra i loro assi: 0,15 (per f = 1.000); 0,8 (per f = 5.000);

— ad una distanza di cm 1,35 fra i loro assi: 0,03 (per f = 1.000); 0,14 (per f = 5.000).

P. L.

J. J. Sommer — **Contributi allo studio della stabilità di circuiti elettrici, in particolare di circuiti a corrente alternata** (1). (Annalen der Physik, 7 maggio 1931, IX, 4, pag. 419-457, con 22 fig.).

Dato un circuito elettrico percorso da corrente è interessante prevedere, per una data configurazione d'equilibrio, se un'eventuale alterazione nelle condizioni tenda ad estinguersi prontamente oppure ad amplificarsi. Questo problema della stabilità viene qui studiato per circuiti semplici o ramificati, alimentati a tensione continua o alternata. Per un circuito semplice percorso da corrente continua i calcoli e i risultati sono molto semplici: dal solo esame delle due caratteristiche che danno in funzione della corrente erogata l'una la tensione della sorgente, l'altra la tensione ai capi del circuito alimentato, troviamo nei punti comuni altrettante posizioni possibili d'equilibrio; l'equilibrio risulta poi stabile quando per corrente crescente l'incremento della tensione assorbita è più forte dell'incremento della tensione generata; in

(1) Tesi per il conseguimento del titolo di dottore in ingegneria nella Technische Hochschule di Monaco di Baviera.

modo ancora più interessante possiamo esprimere la stessa condizione dicendo che avremo stabilità quando un aumento di corrente richiederebbe nel circuito un incremento di potenza superiore a quello che può dare la sorgente.

La stessa condizione energetica viene applicata anche al caso di circuiti a corrente alternata ove però il problema è complicato dalla presenza di una nuova variabile, cioè del fattore di potenza o cos φ. Come particolarmente semplice si studia il caso di una sorgente, la cui f.e.m. nel campo che interessa non dipenda sensibilmente dalla corrente, e che alimenti un circuito composto da un'impedenza costante e da un'altra variabile con legge nota, le due collegate in serie. Si fa poi l'esemplificazione di un arco voltaico (resistenza variabile) inserito in serie con una induttanza costante o con una capacità.

Un altro procedimento per dedurre le condizioni di stabilità viene qui svolto e consiste nella ricerca dell'equazione della corrente perturbata, cioè nel determinare la sua dipendenza dal tempo, quando uno degli elementi caratteristici del circuito (resistenza, autoinduzione, capacità) sia funzione della corrente (lampada ad arco o bobina con ferro). La complessità delle relazioni analitiche che si stabiliscono obbliga ad

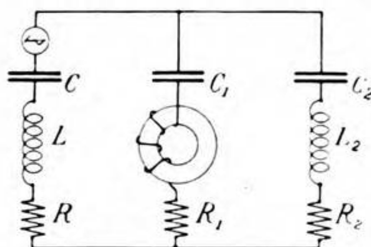


Fig. 1.

una trattazione approssimata secondo la quale la perturbazione di corrente viene espressa da una legge sinoidale e l'ampiezza è funzione esponenziale del tempo; il fatto che il segno dell'esponente decide se il fenomeno debba estinguersi, stabilirsi o amplificarsi, permette di dedurre le equazioni di stabilità.

La seconda parte del lavoro si occupa, con procedimenti analoghi, di quei circuiti ramificati che si possono ottenere facendo il parallelo fra due impedenze, di cui una costante, l'altra variabile colla corrente, collegando poi il gruppo in serie colla sorgente e con un'altra impedenza costante. Qui è interessante il fatto che non è possibile studiare il sistema solo nel complesso, ma occorre determinare separatamente le condizioni di stabilità per ciascuna delle due ramificazioni; e si nota che vi sono casi, in cui un sistema ramificato e stabile non soddisfa all'equazione di stabilità per i suoi singoli elementi, considerati separatamente. Riportati i risultati per il caso della corrente continua, si deducono, con opportune approssimazioni, quelli relativi alla corrente alternata; si arriva così ad un certo numero di disequazioni fra i parametri del sistema dato; esse permettono di verificare se una data configurazione di un sistema noto sia o meno stabile, ma non servono, per la complessità dei calcoli, a fare una discussione generale e completa. E' però sempre interessante arrivare ad un certo numero di condizioni necessarie per la stabilità e trovare un accordo soddisfacente colle ricerche sperimentali fatte al riguardo da altri Autori.

E' pure importante la deduzione che, per i circuiti ramificati, qual'è quello indicato ad es. in fig. 1, alimentati da una f.e.m. indipendente dal carico, quanto all'equazione di stabilità è indifferente collocare la sorgente in uno qualunque dei tre rami del circuito. Mediante opportune sostituzioni è anzi possibile, in questo caso, applicare al circuito ramificato la condizione di stabilità del circuito semplice e comprendere anche il caso di due circuiti fra loro accoppiati.

A conclusione dello studio si accenna ancora al problema, relativo ad un circuito a corrente alternata ove sia soddisfatta la stabilità per i valori efficaci, di considerare anche la possibilità di un'instabilità nei valori istantanei; in tal caso alla corrente che varia nel tempo in modo conforme alla tensione se ne sovrappone un'altra dovuta alla instabilità del sistema.

[Questo studio prende le mosse dal libro di H. Busch: « Stabilität, Labilität und Pendelungen in der Elektrotechnik » - Leipzig, Hirzel 1913; e tiene conto dei numerosi lavori compiuti successivamente dallo Zenneck e dai suoi discepoli, fra i quali si annovera l'A, sul comportamento dei circuiti contenenti induttanze a nucleo di ferro. A parte alcuni esempi ed alcune verifiche sperimentali è studio prevalentemente teorico. - n. d. r.] *P. G.*

FISICA GENERALE.

L. J. Sivian, H. K. Dunn e S. D. White — **Ampiezze assolute e spettri di alcuni strumenti musicali e di orchestre.** (J. A. S. A., gennaio 1931, II, 3, pag. 330-371, con 59 fig.).

Gli AA hanno ripreso un metodo già impiegato dal Sivian per fare dei rilievi sulla voce umana, e lo hanno applicato ad una serie di esperienze su strumenti musicali. Parte essenziale del dispositivo di misura è un complesso di quattordici filtri, il quale copre un intervallo di frequenze dai 30 ai 12.000 p/s, e lo suddivide in tredici bande. Le letture di tensione a cui il sistema, di volta in volta opportunamente regolato, conduce, permettono di calcolare i medi e i massimi delle vibrazioni sonore. I risultati messi a disposizione da un tale modo di procedere rivestono piuttosto il carattere di elementi statistici che di valori molto ben definiti; ma riescono utili per applicazioni tecniche come la trasmissione e la riproduzione della musica. Infatti per queste forniscono un criterio circa i requisiti che i sistemi chiamati ad assolverle debbono presentare, per ciò che riguarda potenza e frequenza, affinchè non intervengano fenomeni di distorsione.

Il lavoro originale riporta i grafici ottenuti applicando il metodo a vari strumenti singoli, e poi ad orchestre di 15, 18 e 75 componenti. Le misure piuttosto che su note individuali sono state condotte su accordi; si è procurato di ricavarne una rappresentazione media od integrale, nonchè la distribuzione delle ampiezze in valore e frequenza, nella quale assumono particolare importanza gli elementi caratteristici estremi.

P. L.

FOTOELETTRICITÀ.

G. A. De Beris — **Le nuove celle foto-emissive.** (La Television, febbraio 1931, II, 20, pag. 103-104, con 2 fig.).

Accennato rapidamente alle moderne celle fotoelettriche e messine in rilievo i principali difetti — carica spaziale, massimo di sensibilità cromatica nell'ultravioletto — l'A si indugia a considerare la nuova cella ad ossido di rame di B. Lange e ne pone in evidenza i van-

taggi sulle attuali celle fotoelettriche a metallo alcalino: spiccata sensibilità — circa 10 volte superiore — assenza di tensione ausiliaria, spettro di sensibilità cromatica molto prossimo a quello dell'occhio umano, estrema semplicità di costruzione.

Non nasconde l'inconveniente della capacità propria alle frequenze elevate, quali si hanno in televisione, ma esso pare di lieve entità per la resistenza molto ridotta della cella.

Accenna infine all'eventuale possibilità di trasformazione diretta dell'energia raggiante del sole in energia elettrica. *D. R.*

A. R. Olpin — **L'effetto fotoelettrico selettivo dei catodi a due componenti.** (The Physical Review, 1 novembre 1931, XXXVIII, 9, pag. 1745-1757, con 7 fig.).

L'effetto fotoelettrico selettivo, cioè l'emissione particolarmente accentuata di corrente fotoelettrica per determinate lunghezze d'onda della luce incidente, è una delle più importanti caratteristiche delle superficie catodiche dette a due componenti, quali ad es. quelle degli idruri e degli ossidi di metalli alcalini.

Molte esperienze sono state fatte in questi ultimi anni sul metodo di preparazione di queste speciali celle fotoelettriche; specialmente efficace si è dimostrata la introduzione dell'ossigeno sulle comuni superficie a metalli alcalini: piccolissime quantità sono infatti sufficienti a dare un pronunciato effetto selettivo all'emissione elettronica. Queste superficie tuttavia presentano ancora un massimo di emissione in corrispondenza della lunghezza d'onda della luce incidente che dà il massimo di emissione per le superficie a metalli semplici o sensibilizzate ad idrogeno; solo con uno speciale trattamento termico si riesce ad ottenere una differente curva di risposta, e in particolare un nuovo massimo in corrispondenza di lunghezze d'onda più elevate. Si possono ottenere così anche due o tre massimi ben definiti della curva di risposta, a seconda delle proporzioni tra metalli ed ossigeno e della tecnica di preparazione della miscela.

L'A spiega il comportamento di queste superficie, ammettendo che esse siano di natura cristallina, cioè con una particolare disposizione degli ioni componenti, ed analizza, come deve avvenire la trasmissione degli elettroni attraverso la successione periodica di campi di potenziale che risulta da questa speciale struttura; la verosimiglianza di questa supposizione è confermata dal fatto che il comportamento di queste superficie dipende dal rapporto tra i due componenti, metallo ed ossigeno, e che lo speciale trattamento termico che conduce alla loro formazione è di natura tale che le molecole depositate sul catodo sono tenute in agitazione e non evaporate, ciò che favorisce il raggruppamento in cristalli.

Ammessa valida la formula di Fowler della energia di movimento degli elettroni più facilmente trasmessi attraverso un solo avvallamento (e di forma geometrica semplice) del campo potenziale: $w = n^2 h^2 / 8 m d^2$ dove d è l'ampiezza dell'avvallamento, per il caso attuale di una successione periodica di avvallamenti e considerando inoltre che tutta l'energia posseduta sia acquistata dai « quanta » di luce incidente, l'A ha potuto calcolare la lunghezza d'onda per cui queste superficie devono rispondere selettivamente.

La relazione a cui perviene: $\lambda_{max} = 330 \cdot d^2$ (λ e d in Ångstrom) assumendo per d la distanza internucleare tra ioni elettropositivi della struttura reticolare caratteristica del tipo di cristalli, porta a risultati in perfetta concordanza coi valori desunti dall'esperienza.

I calcoli sono stati sviluppati per il caso degli idruri dei metalli alcalini, degli ossidi e dei solfuri dei metalli alcalini, considerando i primi della struttura tipo del cloruro di sodio ed i secondi della struttura tipo del fluoruro di calcio.

Questa interpretazione della natura delle superficie catodiche a due componenti spiega anche il fatto che gli idruri dei metalli alcalini presentano un solo massimo selettivo e gli ossidi invece anche due o tre, perchè questo viene ad essere la naturale conseguenza del tipo di struttura cristallina.

L'A indica inoltre una interessante correlazione dei dati, così ricavati dal meccanismo della propagazione per onde, e precisamente dalle condizioni di formazione di onde stazionarie negli avvallamenti del campo potenziale, con quelli ricavati dalla formula di Lindemann, relativa alla frequenza naturale di vibrazione di un elettrone che ruoti intorno ad un nucleo centrale di carica $+n \cdot e$, quando si assegni ad n il valore della valenza del metallo di cui è costituita la superficie catodica. *E. G.*

S. Asao e M. Suzuki — **Perfezionamento dei tubi fotoelettrici a sottili pellicole di cesio.** (Proc. I. R. E., aprile 1931, XIX, 4, pag. 655-658, con 5 fig.).

Ricoprendo una superficie sensibile ottenuta col metodo di Koller di un sottile strato addizionale di argento o d'oro e sottoponendo il tubo così costituito a speciale trattamento termico, si ottengono sensibilità fotoelettriche superiori a quelle dello stesso Koller, specie nell'infrarosso.

I risultati delle misure eseguite su cellule così preparate sono compendiati in una serie di diagrammi illustrativi. *D. R.*

GENERATORI - OSCILLATORI.

W. L. Barrow — **Ricerche sopra un generatore acustico a frequenza periodicamente variabile (Urlatore o Heulsummer).** (Annalen der Physik, 11 settembre 1931, XI, 2, pag. 147-176, con 41 fig.).

Lo studio (che è una tesi di dottorato, svolta presso la Scuola di Ingegneria di Monaco) tratta di varie questioni riguardanti il « Heulsummer » cioè « una sorgente sonora, la cui frequenza varia periodicamente, mentre l'ampiezza di vibrazione resta costante », che chiameremo brevemente urlatore.

Per ottenere queste vibrazioni ci si serve comunemente di due oscillatori ad alta frequenza, alimentati da triodi, di cui uno dà una frequenza costante, l'altro invece produce una frequenza variabile, perchè ha nel suo circuito oscillante un condensatore rotante. Sovrapponendo le due oscillazioni ed effettuandone poi il raddrizzamento si ottiene un'oscillazione a bassa frequenza (generatore a battimenti); e quest'ultima, essendo pari alla differenza delle due generate prima, va variando periodicamente fra un minimo ed un massimo.

Se si vuole ottenere una variazione di frequenza molto rapida, risulta preferibile adottare un altro dispositivo (fig. 1) e generare la oscillazione con un unico triodo, il cui circuito oscillatorio comprende due bobine eguali, avvolte su nuclei di materiale ferromagnetico. Sugli stessi nuclei si avvolgono in senso opportuno due altri avvolgimenti percorsi in serie da una corrente continua e da una corrente alternata. Quest'ultima provoca, durante il suo periodo, una variazione ciclica del flusso nel ferro e quindi della permeabilità del nucleo e quindi ancora del coefficiente di autoinduzione del circuito oscillante.

dal quale dipende la frequenza generata. La simmetria dei due nuclei e dei loro avvolgimenti ed il collegamento in opposizione dei due che sono percorsi da corrente continua ed alternata, sono necessari per non avere induzione sul circuito oscillante. Le inevitabili variazioni di ampiezza nell'oscillazione prodotta si possono con opportuni accorgimenti ridurre al minimo.

Secondo gli studi del Carson, del Van der Pol, del Salinger e di altri autori, sulle grandezze a frequenza periodicamente variabile, queste sono rappresentabili ancora coll'espressione sen $2\pi f t$ purchè in essa si immagini $f = f_0 + \Delta f$ sen $2\pi \alpha t$. La frequenza oscilla cioè intorno al valor medio f_0 e raggiunge i limiti di $f_0 \pm \Delta f$. Una vibrazione simile si può scomporre nella somma di più altre, ciascuna di frequenza costante. Le frequenze di tutte queste componenti sono esprimibili per mezzo della relazione $f_n = f_0 + n \alpha$ con n intero qualunque; di esse sono trascurabili quelle che non si trovano nel campo da $f_0 - \Delta f$ a $f_0 + \Delta f$; basta quindi considerarne un certo numero, dato da $2 \Delta f / \alpha$. Nelle esperienze la frequenza f_0 è stata scelta ad esempio intorno a 1000 e quella α fra 5 e 20 periodi al secondo.

Siccome però non è facile ottenere la variazione di frequenza senza una contemporanea variazione di ampiezza, giova considerare anche questo caso. Risulta, che in esso si verifica un aumento d'ampiezza per le componenti più lontane dalla frequenza f_0 ed in particolare per quelle che prima si potevano trascurare e di cui occorre ora, entro certi limiti, tener conto.

Per le prove sperimentali su questo tipo di vibrazioni i metodi soliti si dimostrano meno adatti, per mancanza di un sufficiente potere di selezione; giova perciò ricorrere ad un altro procedimento, basato sulla sovrapposizione dell'oscillazione da analizzare e di un'altra di ampiezza costante e di frequenza variabile con legge nota. A tale fine si collegano in serie l'urlatore ed un altro oscillatore a frequenza acustica, nel quale questa frequenza acustica si fa variare assai lentamente. L'oscillazione risultante si invia ad un oscillografo a registrazione continua, sulla cui zona un equipaggio comandato da un organo ausiliario del secondo oscillatore permette di segnare gli istanti, in cui l'oscillazione di quest'ultimo passa per dati valori di frequenza.

La forma dell'oscillogramma dipende dal rapporto delle due ampiezze e delle due frequenze e, se queste sono eguali, dalle due fasi (fig. 2); ma se badiamo all'estensione del campo, ove si verificano fenomeni nettamente visibili di interferenza, e non alla profondità delle seghettature del diagramma in tali punti, possiamo trascurare le variazioni di ampiezza. Si distinguono particolarmente bene le figure caratteristiche, che si presentano nelle zone ove il rapporto delle due frequenze è espresso da due numeri interi assai piccoli, p. es. 1:1; 2:1; 3:2 come è indicato in fig. 2. Analisi fatte per questa via confermano la scomposizione effettuata col calcolo.

Altre ricerche sperimentali hanno permesso di studiare il comportamento di circuiti oscillanti alimentati da tensioni a frequenza periodicamente variabile; ne risultano oscillogrammi caratteristici a seconda dello smorzamento del circuito e delle relazioni fra la frequenza propria di esso, la frequenza media di alimentazione e l'ampiezza e la rapidità della variazione, a cui essa è assoggettata (figg. 3 e 4, nelle quali *H* indica l'istante in cui la frequenza dell'urlatore è massima, *T* quello in cui è minima).

L'applicazione di sorgenti a frequenza non costante, come è l'urlatore, viene proposta per ricerche acustiche negli ambienti, in relazione col suono diretto e con l'eco per riflessione dalle pareti; in tali

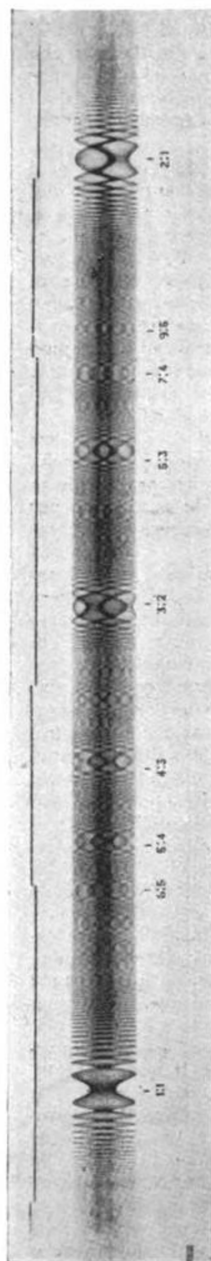


Fig. 2. — Oscillogramma ottenuto sovrapponendo alla corrente dell'urlatore quella di un generatore acustico a frequenza lentamente variabile.

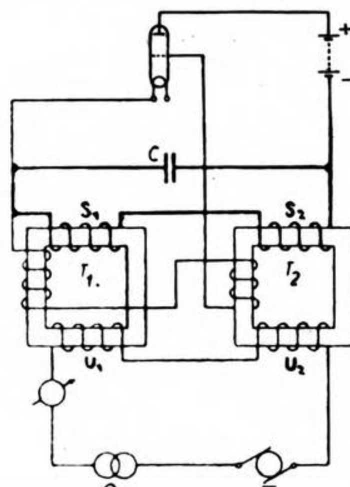


Fig. 1. — Schema di generatore a frequenza variabile periodicamente (urlatore).

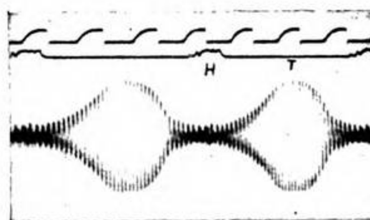


Fig. 3. — Oscillogramma di corrente in un circuito a forte decremento (0,049 H, 2 μ F, frequenza propria 510, $\delta = 0{,}486$) alimentato con $f = 550$; $\Delta f = \pm 180$; $\alpha = 15$.

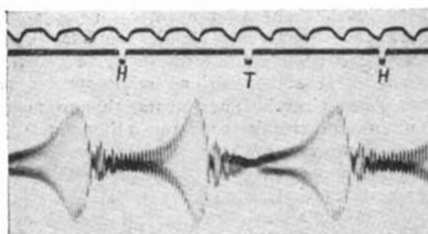


Fig. 4. — Oscillogramma di corrente in un circuito a debole decremento (0,275 H, 0,25 μ F, frequenza propria 606, $\delta = 0{,}077$) alimentato con $f_0 = 713$; $\Delta f = \pm 298$; $\alpha = 7$.

ricerche l'avere frequenza variabile offre il vantaggio di non permettere la creazione netta di onde stazionarie. Vengono qui studiate le interferenze nel tempo, mandando le correnti in un altoparlante e registrando la tensione al microfono; per determinazioni sull'interferenza nello spazio si rileva come vada variando l'ampiezza dell'onda sonora lungo certe direzioni in un dato ambiente. Le prove, fatte con oscillazioni pure, possono essere del tutto fallaci nello studio delle proprietà acustiche di un ambiente, laddove quelle prodotte da un urlatore di



Fig. 5. — Ampiezza della vibrazione, prodotta in un dato locale da una nota di frequenza fissa e rilevata in funzione dello spazio.

convenienti caratteristiche possono dare un'idea sufficientemente approssimata del modo di comportarsi dell'ambiente stesso rispetto alla voce umana. Occorre scegliere un tipo di altoparlante che risenta poco le variazioni di frequenza e lavorare in intervalli in cui tale influenza sia meno sentita. Occorre altresì che il rapporto $\Delta f/\alpha$ che si può considerare come una delle caratteristiche dell'urlo (« Heulton ») non sia troppo piccolo (es. $f_0 = 598$; $\Delta f = \pm 202$; $\alpha = 14$).

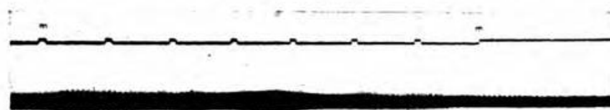


Fig. 6. — Ampiezza della vibrazione rilevata come nel caso della fig. 5 ma con l'emissione prodotta dall'urlatore.

Sono riportati oscillogrammi ricavati emettendo una nota semplice in un corridoio e studiando l'onda diretta, quella riflessa ed infine la sovrapposizione di più onde emesse a dati intervalli; rifatti poi gli stessi oscillogrammi con una nota variabile periodicamente in modo opportuno si nota che sono assai meno sentiti i disturbi delle interferenze locali (fig. 5 e 6). *P. G.*

W. H. Wenstrom — **Studio sperimentale di oscillatori rigenerativi per onde ultracorte.** (Proc. I. R. E., gennaio 1932, XX, 1, pag. 113 a 130, con 11 fig.).

Sono riferiti in questo articolo i risultati di ricerche quantitative sulle condizioni di funzionamento di due tipi caratteristici di circuiti rigenerativi, per onde ultracorte (circa 3 metri): uno con un solo triodo (Gutton e Touly), e l'altro con due triodi in opposizione (Mesny).

La lunghezza d'onda è stata misurata col metodo dei fili di Lecher, o con metodo interferenziale. Accuratamente usato, il metodo dei fili di Lecher, si è mostrato molto preciso ($\pm$ 0,01 per cento). L'efficienza e la

stabilità sono state misurate sotto varie condizioni di tensione del filamento, della griglia e della placca. La potenza d'uscita e l'efficienza sono state misurate con la precisione del $\pm 3\%$. [Questi risultati ci sembrano piuttosto eccezionali, poichè non è facile ottenerli anche con frequenze molto inferiori - n. d. r.].

Il primo tipo di circuito è costituito da uno zoccolo commerciale e da una spira di circa 8 cm di diametro, in tubo di rame di 5 mm di diametro, unita direttamente ai terminali della griglia e della placca sullo zoccolo. La spira è tagliata a metà, e i due estremi sono riuniti con un condensatore a mica di 0,1 μF. Le tensioni continue di placca e griglia sono applicate alle armature di questo condensatore. La lunghezza d'onda è circa di 3,1 m.

L'oscillatore tipo Mesny è costituito da due spire concentriche del diametro di cm 7 e 9, formate con tubo di rame di 5 mm di diametro. Le due spire sono inserite rispettivamente tra le due placche e tra le due griglie. Il centro della prima è connesso alla batteria anodica, il centro della seconda è connesso al filamento, attraverso una resistenza di polarizzazione automatica. Gli strumenti di misura, che con la loro capacità possono disturbare, sono tenuti lontani. Sono state usate a preferenza lampade UX-210.

Operando con elevate resistenze di griglia il circuito con un solo tubo è più efficiente dell'altro alle basse o alte tensioni di placca; mentre per i valori moderati ambedue i circuiti sono egualmente efficienti. La regione ottima per la resistenza di griglia va da 500 a 10 000 ohm per tubo. Operando con batteria di polarizzazione di griglia, l'oscillatore bilanciato è più efficiente dell'altro, in condizioni opportune.

Cambiamenti notevoli nella tensione del filamento ($\pm 20\%$) hanno piccola influenza sull'efficienza degli oscillatori, quando vengono impiegati filamenti toriati.

Le variazioni della corrente oscillante, della corrente di placca e di quella di griglia sono state inferiori al $\pm 5\%$, durante un'ora di funzionamento continuo.

Piccole variazioni nella lunghezza d'onda dipendono dal cambiamento della capacità griglia-placca col riscaldamento. La lunghezza di onda di ogni tipo di oscillatore varia notevolmente al variare della tensione di placca e di griglia. *N. C.*

W. H. WENSTROM — **Rassegna storica sui progressi delle onde ultracorte.** (Proc. I. R. E., gennaio 1932, XX, 1, pag. 95-111, con 4 fig. e 1 tab.).

Questo articolo è una rassegna storica fino all'anno 1931, dei più significativi esperimenti eseguiti nel campo delle onde ultracorte, ed è diviso in quattro capitoli, secondo i quattro tipi di generatori usati: oscillatori a scintilla, oscillatori rigenerativi di tipo normale, oscillatori elettronici di Barkhausen e Kurz, e oscillatori elettronici del tipo a magnetron.

Si possono definire onde ultracorte quelle inferiori a 7 metri; la distinzione è in questo caso abbastanza netta, e si riferisce principalmente al diverso modo col quale occorre trattarne la propagazione. Al disotto di sette metri, cominciano a mostrarsi singolarmente efficienti specchi, lenti, ostacoli, ecc. e le condizioni della propagazione si avvicinano notevolmente a quelle della luce.

Oscillatori a scintilla. — Hertz (1887) ottenne onde fino a 50 cm. Righi (1874) scese fino a 20 mm. Nel 1896-97 Marconi potè eseguire radiocomunicazioni alla distanza di 2 miglia con onde di circa 1 m.

Lodge, Fleming, ecc. ottennero lunghezze d'onde inferiori, finchè nel 1924 G. Arcadiewa scese fino al limite inferiore di 82 μ, raggiungendo lo spettro infrarosso.

Oscillatori rigenerativi di tipo normale. — Sono ricordate tutte le ricerche, da quelle di White (1919) fino a quelle di Diamond e Dunmore (1931). Le lunghezze d'onda ottenute con questi sistemi, si aggirano attorno a qualche metro; il limite inferiore è imposto dal tempo richiesto dagli elettroni a percorrere lo spazio filamento placca.

Nel corso delle numerose ricerche fu possibile aumentare la potenza e la stabilità dei trasmettitori, e furono studiate le condizioni di propagazione di onde così corte.

Oscillatori elettronici del tipo di Barkhausen e Kurz e Gill e Morrell. — Questi oscillatori si distinguono dai precedenti per il fatto che la griglia del triodo è a potenziale fortemente positivo, rispetto a quello dell'anodo e del catodo.

Sono ricordati i vari circuiti, da quello primitivo di Barkhausen e Kurz (1920) a quello di Scheibe (1926), e quindi le esperienze di radiocomunicazioni di Uda, Beauvais, ecc., e le varie teorie sui fenomeni connessi con l'emissione e la rivelazione delle onde ultracorte di questo tipo.

Oscillatori elettronici del tipo a magnetron. — Sono riferiti sommariamente gli esperimenti di Breit, Yagi (1928), Forro (1929) e Okabe (1930).

Chiude l'articolo un'ampia bibliografia. *N. C.*

Y. Kusunose — **Eliminazione delle armoniche nei trasmettitori a tubi elettronici.** (Proc. I. R. E., febbraio 1932, XX, 2, pag. 340-345, con 3 fig.).

Sono ricordati i principali artifici usati per effettuare la soppressione delle armoniche nei radiotrasmettitori e consistenti principalmente nell'impiego di circuiti risonanti intermedi, di filtri, e in generale di circuiti ad alto coefficiente di risonanza.

E' quindi descritto un altro dispositivo consistente nel porre in serie con il circuito anodico di utilizzazione un altro circuito risonante, accoppiato magneticamente col primo e sintonizzato su una frequenza lievemente più bassa di quella dell'armonica da eliminare. Tale sistema è molto efficace come si può verificare teoricamente ed esperimentalmente. Dalle prove eseguite è infatti risultato che in un trasmettitore l'aggiunta di questo dispositivo riduceva l'intensità della 2ª armonica nel rapporto 10 :1. *C. Mt.*

E. G. Lapham — **Un generatore a frequenza acustica.** (Bureau of Standards J. of Research, ottobre 1931, VII, 4, pag. 691-695, con 5 fig.).

E' descritto, con dettagli costruttivi, un generatore a frequenza acustica atto a far parte di un equipaggiamento per la misura di radiofrequenze.

La frequenza udibile all'uscita è ottenuta a mezzo dei battimenti di due complessi oscillanti: un piezooscillatore ed un oscillatore a frequenza variabile.

Il piezooscillatore è costruito sullo schema della Standard con quarzo chiuso entro termostato; oscilla su una frequenza di 30 kc/s.

L'oscillatore variabile è un circuito Hartley modificato, oscillante con una frequenza variabile fra 28,5 e 30 kc/s.

La tensione dei due oscillatori viene amplificata separatamente e quindi portata ad un circuito livellatore. La bassa frequenza risultante

dai battimenti è amplificata nuovamente attraverso due stadi a resistenza e capacità in modo da ottenere la potenza voluta.

La gamma di funzionamento dell'apparecchio è compresa fra i 50 ed i 1500 p/s. L'A. assicura che le caratteristiche riguardanti la stabilità, la sinoidalità dell'onda di tensione, la linearità della curva di taratura sono completamente soddisfacenti. *S. R.*

Y. Kusunose e S. Ishikawa — **La stabilizzazione della frequenza dei radiotrasmettitori.** (Proc. I. R. E., febbraio 1932, XX, 2, pag. 310-339, con 29 fig.).

Il sistema di stabilizzare la frequenza degli apparati radiotrasmittenti a mezzo di piezooscillatori è indubbiamente quello che offre la massima stabilità (circa 1 su 10^5). In quei casi in cui interessa solo una stabilità relativa ed hanno invece maggiore importanza la semplicità degli apparecchi e il costo modesto, può essere conveniente ricorrere ad altri sistemi, come quelli qui elencati, che consentono di ottenere ancora una stabilità dell'ordine di 1 su 10^4:

a) *Oscillatori piloti a frequenza costante.* — Questi possono essere ottenuti aumentando artificialmente la resistenza interna del tubo, mediante l'aggiunta di una resistenza in serie con l'anodo, ovvero compensando lo sfasamento fra le componenti alternative delle tensioni anodica e di griglia mediante una combinazione di resistenze poste nel circuito oscillante.

b) *Oscillatori piloti stabilizzati con quarzo.* — Se un cristallo di quarzo è posto nel circuito di griglia di un generatore, in modo che risulti ad esso debolmente accoppiato, si può sfruttare ancora l'azione stabilizzante del quarzo, senza che esso risulti molto cimentato. E' così possibile controllare generatori di una potenza fino a 100 W, cioè molto superiore a quella normalmente ottenibile dai piezooscillatori.

c) *Oscillatori a stabilizzazione meccanica.* — Le variazioni di frequenza sono compensate da un piccolo condensatore comandato e controllato da un relais, il cui funzionamento è determinato dai battimenti che si ottengono facendo interferire la frequenza del generatore con quella di un piezooscillatore campione. In tal modo un trasmettitore, anche di forte potenza, può essere controllato da un piezooscillatore di piccolissima potenza.

d) *Oscillatori stabilizzati da triodi.* — Un triodo può essere regolato in modo che esso si comporti come una pura capacità, il cui valore è funzione della tensione di polarizzazione della griglia. Un tale triodo, posto in derivazione sul circuito oscillante del generatore, può allora essere utilizzato per compensare le variazioni di frequenza. A questo scopo si accoppia al trasmettitore un piezorisuonatore, di cui la tensione ai morsetti è naturalmente funzione della frequenza. Questa tensione, opportunamente raddrizzata, può far variare la tensione di polarizzazione della griglia del primo triodo in modo da compensare le variazioni di frequenza del trasmettitore. *C. Mt.*

IMPIANTI E ACCESSORI RADIOTECNICI.

M. Bourseire — **Piloni a controventatura ridotta.** (Ann. P. T. T., novembre 1931, XX, 11, pag. 919-932, con 10 fig.).

Viene descritto un tipo di pilone per sostegno di aerei radiotelegrafici, caratterizzato dal fatto che la controventatura è assai ridotta, ciò che permette di realizzare un minor costo e un montaggio più semplice. La controventatura presenta inconvenienti sia di ordine elettrico, a causa delle masse metalliche che vengono portate in vicinanza dell'an-

tenna, sia per la grande estensione dello spazio occupato. Il tipo descritto dall'A e che ha trovato larga applicazione nelle stazioni radiotelegrafiche francesi, è caratterizzato dal fatto che lo spazio occupato è assai ridotto. Esso consiste essenzialmente di un fusto verticale sul quale sono fissati a diverse altezze dei bracci rigidi, portanti alla loro estremità delle puleggie. Il cavo di controvento si stacca da un punto del fusto, ma anzichè dirigersi direttamente al suolo, viene portato a scorrere sulla puleggia all'estremità di uno dei bracci, per dirigersi poi verticalmente verso il suolo, dove viene ammarrato. Il montaggio di un tale pilone riesce ancora più semplice di quello dei soliti piloni controventati, potendosi utilizzare allo scopo, opportunamente, i bracci rigidi.

L'A svolge un completo metodo di calcolo di questo tipo di piloni, sotto l'azione di un vento normale all'asse e di due sforzi in sommità, uno verticale ed uno parallelo al vento. *Ri.*

H. Staut — **La nuova stazione di radiodiffusione radio-Paris.** (L'Onde Électrique, gennaio 1932, XI, 121, pag. 5-12, con 12 fig.).

La potenza-antenna è di 100 kW ed è ottenuta mediante sei triodi da 20 kW ad anodo raffreddato alimentati a 12.000 volt. Partendo da un piezooscillatore di qualche watt si arriva ai triodi finali attraverso uno stadio separatore, un dispositivo di modulazione e due stadii di amplificazione.

L'antenna è sostenuta da 3 piloni di 208 metri d'altezza; l'altezza equivalente è di 140 metri, la capacità di 6 $m\mu F$, la resistenza di 13 ohm. Il valore relativamente alto del decremento dell'antenna assicura una trasmissione senza attenuazione anche per le bande laterali della musica. La stazione è a circa 40 km da Parigi; il collegamento con l'auditorio è stabilito con un cavo speciale avente una frequenza-barriera di 17.000 p/sec.

La modulazione è eseguita con un sistema a sfasamento, dovuto al Chireix, il quale ha sui sistemi usuali il vantaggio di un rendimento quasi doppio. L'energia primaria di alimentazione è derivata da una rete trifase a 15.000 volt a 50 p/s. Tutte le varie tensioni continue di alimentazione sono prodotte con raddrizzatori a vapore di mercurio; quelli di alimentazione dei triodi finali di potenza possono erogare sino a 225 kW. Solamente il piezooscillatore e lo stadio di separazione sono alimentati con accumulatori.

La stazione sarà completata da un centro di ricezione, posto a qualche chilometro di distanza dove potranno essere intercettate le radiotrasmissioni lontane, per essere ritrasmesse dal nuovo emettitore.

F. Ve.

E. Quäck — **Dieci anni di „Transradio".** (Proc. I. R. E., gennaio 1932, XX, 1, pag. 40-61, con 22 fig. e 3 tab.).

Rassegna dei progressi realizzati, negli ultimi dieci anni, negli impianti di radiocomunicazione della « Transradio » (Germania). All'aumento e perfezionamento degli impianti corrisponde un rilevante aumento del traffico nei successivi anni, e una notevole diminuzione del tempo medio necessario per trasmettere un telegramma. *M. B.*

V. Vigneron — **La stazione radiotelegrafica di Pontoise.** (Ann. P. T. T., novembre 1931, XX, 11, pag. 862-881, con 6 fig.).

La Stazione è stata costruita negli anni 1929-30 ed è entrata in servizio con 3 posti emettenti nel luglio 1930. L'impianto comprende un edificio centrale, nel quale sono installati i servizi generali, cioè le

cabine di trasformazione, i gruppi elettrogeni di soccorso, il quadro di distribuzione della corrente trifase e gli uffici. Vi sono poi due edifici separati identici fra loro e distanti qualche centinaio di metri dall'edificio centrale, i quali sono destinati a contenere ciascuno due posti di emissione di 20-30 kW e i relativi dispositivi ausiliari. L'energia fornita a 15.000 V viene trasformata a 500. Sono installati due gruppi di riserva, costituiti da un motore Diesel da 250 kW accoppiato ad un alternatore da 300 kVA a 500 V. Uno dei posti di emissione funziona di giorno con onda da m 16,06 e di notte con m 29,94, per il secondo gruppo le lunghezze d'onda sono rispettivamente m 14,35 e 28,35; per il terzo m 18,78 e 30,50.

I due primi gruppi, detti ad autoeccitazione, comprendono ciascuno due gruppi elettricamente distinti ma alimentati dalle stesse sorgenti: un raddrizzatore a diodi per l'alta tensione ed una batteria di 12 elementi da 1500 Ah per il riscaldamento. Il terzo gruppo è del tipo ad oscillatore piezoelettrico e comprende 5 lampade da 20 kW a raffreddamento ad acqua. Le antenne, sostenute da piloni alti 75 m, si estendono in pianta su due tratti di 150 m ciascuno e comprendono aerei per le onde diurne ed aerei per quelle notturne.

La centrale è destinata al servizio radiotelegrafico con le Colonie francesi dell'Estremo Oriente e dell'Africa, ed anche per il traffico europeo di media distanza. Essa effettua anche il servizio giornalistico con l'America del Sud e il collegamento coi treni in marcia sulle ferrovie delle reti francesi. *Ri.*

I. F. Byrnes — **Il sistema di comunicazioni della Radiomarine Corporation d'America.** (Proc. I. R. E., marzo 1932, XX, 3, pag. 434-448, con 15 fig.).

In questa nota è descritta l'organizzazione della rete di stazioni costiere che svolgono con i piroscafi il servizio commerciale e i servizi dei bollettini e degli aiuti alla navigazione.

Le comunicazioni a grande distanza fra i piroscafi e la terra sono state rese possibili mediante lo studio di appropriati trasmettitori, specialmente a onde corte, che sono sommariamente descritti.

I trasmettitori usati sono normalmente del tipo a semplice oscillatore pilota, con una potenza di circa 500 W antenna. Uno di questi, che copre le gamme da 375-500 kc/s e da 550-17.150 kc/s, comprende unicamente tetrodi a griglia schermo e precisamente uno da 75 W come oscillatore pilota, uno da 500 W come amplificatore e un terzo da 75 W come oscillatore a frequenza acustica per l'emissione di onde modulate.

Per i piroscafi più importanti, per i quali è necessario assicurare maggiormente le comunicazioni a grande distanza, viene usato un trasmettitore da 1 kW antenna, stabilizzato con quarzo. Per l'alimentazione degli apparati vengono usati raddrizzatori con tubi a vapori di mercurio a catodo caldo.

Sono poi descritti i trasmettitori di soccorso e gli apparati per battelli di salvataggio.

Infine è descritto sommariamente il radiogoniometro usato sui piroscafi, che è del tipo a telaio mobile di piccole dimensioni. *C. Mt.*

IMPIANTI E ACCESSORI TELEFONICI.

J. Grosmann — **Condizioni economiche alle quali deve soddisfare la installazione di un sotto-ripartitore.** (Ann. P. T. T., novembre 1931, XX, 11, pag. 903-918).

Il vantaggio che procura un sotto-ripartitore è essenzialmente di ordine economico, in quanto permette di meglio utilizzare i grossi cavi e

ovvia alla difficoltà di prevedere con sufficiente approssimazione il futuro distribuirsi del carico collo sviluppo graduale del servizio. Praticamente la questione di determinare la convenienza o meno di installare un sotto-ripartitore si presenta soltanto nel caso di reti sotterranee già esistenti e questo è il caso che l'A prende particolarmente a considerare.

Determina anzitutto le diverse voci di spese che bisogna affrontare per l'installazione di un sotto-ripartitore e ne scrive l'espressione analitica complessiva. Questa espressione viene messa in confronto della spesa per l'installazione di un nuovo cavo e dall'espressione analitica così ricavata si deducono le condizioni che devono essere soddisfatte perchè la prima soluzione sia economicamente preferibile alla seconda. L'A osserva come non sia possibile in una questione di questo genere stabilire soluzioni di indole generale e come sia perciò necessario di eseguire il calcolo di verifica caso per caso. *Ri.*

LINEE E CONDUTTURE.

H. O. Roosenstein — **Linee di alimentazione ad alta frequenza.** **(Proc. I. R. E., ottobre 1931, XIX, 10, pag. 1849-1883, con 17 fig.; Zeit. Hochfreq. Tech., settembre e ottobre 1930, XXXVI, 3 e 4, pag. 81-85 e 121-133, con 17 fig.).**

Nelle moderne stazioni radio a onda corta l'alimentazione delle antenne viene fatta normalmente a mezzo di opportune linee di alimentazione. Tali linee devono dar luogo alle minime perdite possibili e principalmente devono essere esenti da perdite per irradiazione, ciò che si verifica quando non vi sono onde stazionarie, ossia quando la linea può essere considerata come infinitamente lunga; vale a dire quando la resistenza equivalente dei circuiti di entrata e di uscita è uguale all'impedenza caratteristica della linea. Il rapporto fra la potenza perduta in una linea di lunghezza l e la potenza utile trasmessa è allora uguale a $2\,\beta\,l$, essendo β la costante di attenuazione.

La impedenza caratteristica delle linee, costituite in generale da conduttori concentrici o paralleli, può essere determinata con sufficiente approssimazione con formule note. La misura diretta di tale impedenza, eseguita con un sistema indicato dall'A, conduce infatti a risultati in sensibile accordo con quelli teorici. Il metodo proposto consiste nell'eccitare la linea, aperta all'estremità, attraverso un circuito oscillante, che consente di portare tutto il sistema alla risonanza. Accorciata poi la linea di una quantità uguale a 1/8 della lunghezza d'onda di risonanza, si ristabilisce la sintonia mediante l'aggiunta di un condensatore alla estremità libera. Se C_0 è la capacità del condensatore aggiunto, la impedenza caratteristica è uguale a

$$Z_k = \frac{1}{\omega\, C_0} \;.$$

Di notevole importanza pratica per lo studio e il progetto delle linee è la determinazione sperimentale della costante β, la quale può essere dedotta dalla misura della quantità

$$K = \beta\, l \frac{\lambda}{\pi} \qquad (\lambda \text{ lunghezza d'onda})$$

che l'A chiama larghezza dei nodi e che può essere definita come la distanza fra due punti della linea, simmetrici rispetto ad un nodo di tensione (o di corrente), nei quali il valore della tensione (o della corrente) è uguale a quello che si ha in un nodo, moltiplicato per $\sqrt{2}$. La for-

mula sopra indicata è solo approssimata ed è valevole quando $\beta l \ll 1$. Per misurare K è necessario determinare la distribuzione della tensione (o della corrente) lungo la linea, quando è sede di onde stazionarie, mediante una serie di misure di tensione, che, per il loro carattere, richiedono l'uso di uno speciale voltmetro, la cui inserzione non alteri le caratteristiche della linea. Il voltmetro usato dall'A è rappresentato schematicamente nella fig. 1, dalla quale si può rilevare anche il modo di usarlo nel caso di una linea a due conduttori paralleli. Con tale strumento il valore della tensione viene riferito a quello di un corpo H, isolato nello spazio e posto ad una certa distanza dalla linea. Se la capacità di H rispetto alla terra è grande, relativamente a C_0 (circa 0,3 $\mu\mu F$), la corrente di carica di quest'ultimo condensatore è direttamente proporzionale alla tensione che si vuole misurare. Per rendere più agevole la misura, dato che in questo caso non interessa il valore effettivo del potenziale, ma la sua distribuzione lungo la linea, si possono assumere come grandezze proporzionali alla corrente di carica di C_0 e quindi al potenziale, le deviazioni di un termomilliamperometro (fig. 1) inserito in un circuito sintonizzato.

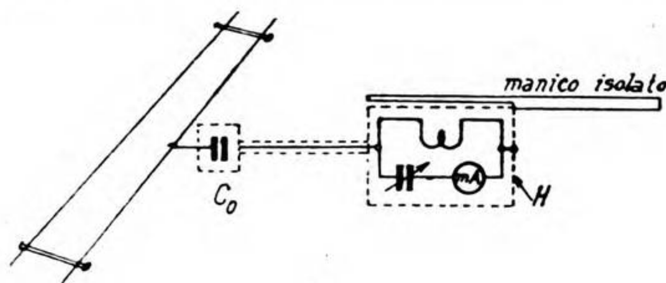


Fig. 1.

Per la buona riuscita delle misure è necessario che la distribuzione della corrente sia simmetrica nei due conduttori (ciò che può ottenersi con opportuni sistemi di compensazione) e che le oscillazioni siano sinoidali.

L'A ha eseguito con questo strumento una serie di misure per studiare e separare le varie cause di perdite che si incontrano nelle linee di alimentazione. Se si pongono infatti gli isolatori di sostegno in corrispondenza dei nodi di tensione, il β che si ricava dipende dalle sole perdite ohmiche e quindi, eseguendo nuove misure con gli isolatori posti nei ventri di tensione, si può valutare l'aumento delle perdite che essi provocano e valutare il differente comportamento degli isolatori a secco, in atmosfera umida e sotto pioggia. Per quanto si riferisce alla sola influenza della resistenza ohmica, il β sperimentale è risultato ad esempio uguale a 0,39/km, mentre quello teorico, calcolato in base alle equazioni dei telefonisti, era 0,31/km. Questa differenza in più va logicamente imputata alle perdite per irradiazione, che si verificano inevitabilmente quando sulla linea si hanno onde stazionarie, come è necessario per poter eseguire la misura. Lo stesso procedimento di misura può essere seguito per le linee a tubi concentrici, determinando la distribuzione della tensione lungo il conduttore interno, attraverso fori praticati nel tubo esterno in vicinanza dei nodi.

Nelle linee a due conduttori paralleli si verifica spesso che la cor-

rente nei due conduttori è differente, ciò perchè in generale l'energia che si propaga lungo la linea utilizza i due conduttori non soltanto uno come andata e l'altro come ritorno, ma anche l'insieme dei due conduttori in parallelo come andata, essendo il ritorno costituito dalla terra. Questo fenomeno non si verifica evidentemente con le linee a tubi concentrici, quando il conduttore esterno sia convenientemente messo a terra, in punti distribuiti irregolarmente rispetto alla lunghezza d'onda.

Vi sono poi altre cause di asimmetria, come ad esempio quelle dovute ad una alimentazione o ad un carico non simmetrici rispetto alla terra. In questo caso è facile ripristinare la simmetria mediante opportuni organi di collegamento, ovvero ricorrendo a sistemi di compensazione. Per la prima causa invece, il mezzo migliore per attenuare l'inconveniente è quello di disporre la linea in modo che la impedenza caratteristica che essa presenta, nei riguardi dell'energia che si propaga in condizioni normali, sia molto minore della impedenza caratteristica dell'insieme dei due conduttori rispetto alla terra. *C. Mt.*

MISURE.

A. M. Curtis e I. E. Cole — **Un oscillografo a registrazione rapida.** (Electronics, agosto 1931, III, pag. 70-71, con 3 fig.).

Viene descritto un oscillografo mediante il quale si possono ottenere gli oscillogrammi già sviluppati e fissati sulla carta fotografica, pochi minuti dopo la registrazione. Esso permette inoltre rilievi fino a frequenze di 6000 p/s con una sensibilità di 9 mA/mm e con un'impedenza di equipaggio di 6,6 Ω.

Il complesso consta di tre parti: galvanometro, apparato fotografico, registratore del tempo.

Il galvanometro è a corda vibrante di duralluminio, lunga da 2,4 a 4,2 cm, di 2 μ di diametro; la risonanza di questa viene corretta da opportuni egualizzatori di modo che la deviazione risulta indipendente dalla frequenza; e la sua tensione si regola esattamente, procurandone la sintonia (cioè il massimo della deviazione) quando la corda stessa viene percorsa dalla corrente generata da un opportuno oscillatore a triodi.

La particolarità del sistema ottico fotografico consiste in uno sviluppatore e fissatore automatico (*tank*) che permette la rapida conoscenza dei risultati. Il riferimento dei tempi può ottenersi anche ad intervalli di 0,001 secondo; questi si segnano sulla carta durante la sua esposizione occultando la luce mediante un disco traforato, tenuto in rotazione da un motore sincrono.

Per registrare correnti deboli è annesso all'apparecchio un amplificatore a due stadi, entrambi in «push-pull», collegati fra loro a resistenza: si possono così registrare tensioni di 0,3 V attraverso resistenze di 20.000 Ω. Con amplificatore a trasformatore, per frequenze comprese fra 50 e 3000 periodi al secondo, si hanno buoni oscillogrammi anche con 0,003 V attraverso 50 Ω. *G. Sac.*

K. A. Oplinger — **Un orecchio elettrico.** (The El. J., agosto 1931, XXVIII, 8, pag. 474-477, con 5 fig.).

L'apparecchio (*misuratore di rumori*), costruito dalla Westinghouse El. & Mfg. Co., ha lo scopo di valutare e paragonare le intensità sonore da sorgenti varie. Ne è elemento essenziale, dopo il microfono a condensatore che raccoglie i suoni, un amplificatore di alta qualità destinato a fornire amplificazione uniforme per la gamma delle frequenze udibili.

All'uscita da questo, un raddrizzatore ad ossido di rame permette di misurare con un sensibile milliamperometro a corrente continua il valor medio della corrente rettificata. Affinchè la lettura possa sempre riportarsi entro la scala, all'amplificatore è anteposto un attenuatore con graduazione logaritmica; ognuna delle sue 11 tacche raddoppia il precedente valore della portata di fondo scala del sistema, cosicchè questo, mentre senza attenuatore darebbe luogo alla deviazione massima per una pressione sonora di 0,10 *dine*/*cm*^{2} o *bar* (ai 1000 p/s di taratura), di-

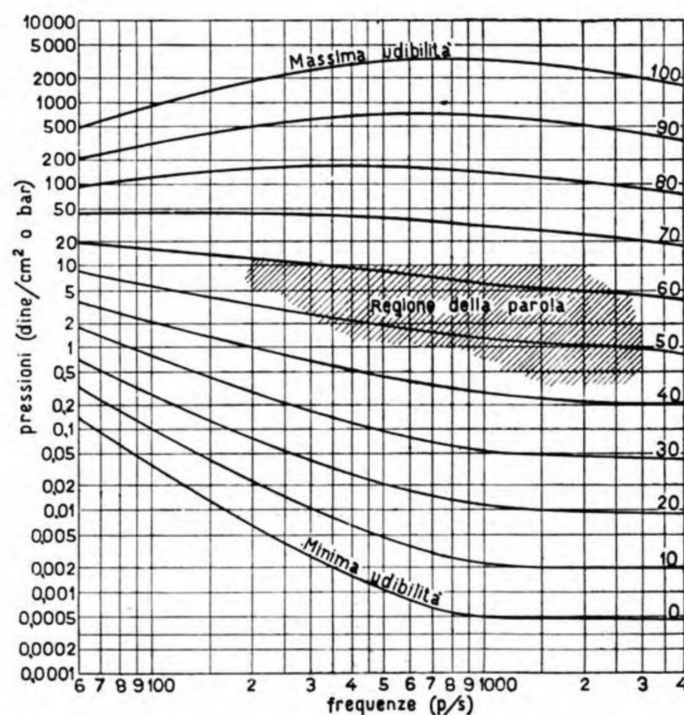


Fig. 1. — Nella figura è da tener presente che la curva indicata come quella di « massima udibilità » vuol corrispondere alla sensazione limite, oltre la quale l'audizione diventa penosa per eccesso di intensità del suono.

viene atto all'impiego fino ad oltre 200 *dine*/*cm*^{2}. Dato che il limite inferiore delle letture corrisponde a circa 0,01 *dine*/*cm*^{2}, tutti i rumori che s'incontrano nella pratica rientrano nel campo di misura.

Se la valutazione si preferisce in *decibel* di livello del rumore, assumendo come pressione sonora di riferimento quella di 0,01 *bar*, la scala senza attenuatore giunge fino a 20 *decibel* [$= 20 \log_{10} (p'/p_0)$]; e poi, ognuna delle 11 tacche dell'attenuatore corrispondendo ad un aumento di portata di $20 \log_{10} 2 = 6$ *decibel*, l'impiego del misuratore può estendersi fino ad un livello di 86 *decibel*.

Se al microfono si sostituisce un *rilevatore* del tipo elettrogrammofonico (*pick-up*), il sistema diviene atto a fornire elementi circa le vibrazioni sonore del punto d'appoggio del rilevatore stesso; il che riesce prezioso per prove comparative su singoli pezzi di macchine od in ambienti disturbati da suoni estranei.

Naturalmente, per ottenere che il misuratore valuti i rumori in una scala che tenga conto del come l'orecchio umano li percepisce, diviene necessario mettere in relazione le caratteristiche fisiche dei suoni con la reazione fisiologica ch'essi producono, cioè con la entità della sensazione. Poichè questa al variare della frequenza non rimane costante con la pressione sonora, per la sua variazione fu ricavata con procedimenti teorico-sperimentali una famiglia di curve (fig. 1), che possono a rigore esser discusse, ma vengono, per certe applicazioni pratiche, ritenute attendibili. Fra queste *curve di eguale intensità di sensazione*, se ne è assunta una (la *40*) come corrispondente alle misure medie di rumori; nei circuiti elettrici dell'apparecchio è intercalabile a volontà una linea artificiale destinata a far sì che le indicazioni di esso risultino già *ponderate* in relazione alla frequenza, secondo la legge rappresentata dalla curva suddetta. La lettura sulla scala del misuratore indica allora, per un dato rumore, il valore della pressione sonora del tono puro di 1000 p/s, che produrrebbe l'eguale intensità di sensazione. *P. L.*

M. Schuler — **L'importanza di un campione per la misura del tempo.** (**Feinmechanik und Praezision, 1 dicembre 1931, XXXIX, 9, pag. 205-208, con 2 fig.**).

L'A rileva come manchi finora un vero e proprio campione per la misura del tempo, o almeno come i modi che si adottano per realizzarlo non possano per precisione e costanza paragonarsi a quelli prescelti per i campioni di lunghezza e di massa. L'anno solare e le sue divisioni non sono costanti in quanto la velocità di rivoluzione della terra è influenzata dagli altri pianeti. L'altra unità astronomica, il giorno stellare, non è neppure costante in quanto la velocità di rotazione della terra è variabile in conseguenza della variazione del momento d'inerzia della terra stessa, per lo spostamento delle masse dei ghiacci polari nelle varie stagioni. Nè si può assumere come campione un orologio astronomico, essendo questo soggetto ad errori in conseguenza della variazione della lunghezza del pendolo e di altre cause.

Da tali considerazioni l'A fu spinto alla costruzione di un pendolo, le cui proprietà permettessero di considerarlo come campione; questo funziona da tempo presso l'osservatorio astronomico di Göttingen ed ha un periodo di oscillazione che dipende solo dal braccio d'inerzia e dalla gravità. Dato che la parte oscillante è costituita da un unico pezzo di acciaio speciale, la sua lunghezza non è soggetta a variazioni notevoli; queste sono ad ogni modo facilmente ed esattamente misurabili. Quanto alla gravità, essa è bensì variabile da luogo a luogo e probabilmente fluttuante nel tempo; ma distribuendo vari pendoli su tutta la terra ed utilizzando medie di valori è a prevedersi possibile la compensazione di tali errori.

Il pendolo oscilla libero senza meccanismo e comanda mediante un raggio luminoso ed una cellula fotoelettrica l'orologio di lavoro; questo, oltre a compiere la registrazione (che si esegue con una nettezza tale da consentire anche la lettura di 1/1000 di secondo), inserisce a tempo l'impulso elettromagnetico che sollecita il pendolo. Particolari cure si sono dedicate alla sicurezza di funzionamento. L'attrito venne ridotto talmente che un solo impulso basta a far muovere il pendolo per quattro giorni;

sotto questo aspetto il nuovo complesso è di gran lunga superiore ai migliori orologi a meccanismo.

L'esistenza di un campione per la misura del tempo porterebbe con sè importanti vantaggi; consentirebbe o faciliterebbe — fra l'altro — la verifica accurata di leggi astronomiche, lo studio sistematico dei fenomeni legati alla gravità, la taratura degli orologi indipendente dalle osservazioni siderali. Le esperienze finora eseguite hanno dato risultati tali da giustificare la speranza di aver risolto il problema. La descrizione del pendolo sarà oggetto di un successivo articolo. *C. Cg.*

A. H. Taylor e H. F. Hastings — **Misura della potenza comunicata all'antenna alle radio frequenze.** (Proc. I. R. E., agosto 1931, XIX, 8, pag. 1370-1383, con 9 fig.).

La misura della potenza alle radio-frequenze ha sempre presentato notevoli difficoltà anche a frequenze relativamente modeste e tali difficoltà aumentano per le frequenze molto elevate (10.000-20.000 kc/sec). Il problema è ancora più complesso quando si voglia non soltanto misurare la potenza totale a radio frequenza fornita da un generatore, ma anche scindere la parte effettivamente utilizzata, cioè comunicata alla antenna, da quella dissipata nei circuiti del trasmettitore.

Gli AA, poste in evidenza le difficoltà di questo problema e analizzati sommariamente i principali metodi, descrivono un metodo di misura approssimato, che può fornire almeno utili criteri di orientamento. Il metodo si applica principalmente ai trasmettitori con tubi ad anodo esterno refrigerato, ma, con opportune modifiche, può adattarsi anche al caso dei tubi a vetro.

Il metodo proposto è il seguente. Posto in funzione il trasmettitore, accoppiato all'antenna, si misurano la potenza a corrente continua assorbita e le temperature di entrata e di uscita dell'acqua di raffreddamento dei triodi, dalle quali si può dedurre la potenza dissipata dai tubi. La differenza fra queste due potenze è quella convertita in radio frequenza. Durante questa prima fase della misura si deve aver cura di notare quale sia la corrente nel circuito oscillante chiuso. Staccata quindi l'antenna, o la linea di alimentazione di questa, si regola la potenza fornita al trasmettitore, fino a leggere sull'amperometro del circuito oscillante chiuso la stessa lettura di prima e si misurano quindi le temperature di entrata e di uscita dell'acqua. Si può così determinare la potenza fornita in queste condizioni, che è tutta dissipata nei circuiti interni. La differenza fra la potenza totale erogata dal trasmettitore, ottenuta con la prima misura, e quella misurata nella seconda fase, è la potenza comunicata all'antenna.

Procedendo con criteri analoghi è possibile, quando le induttanze dei circuiti oscillanti siano raffreddate ad acqua, procedere alla separazione delle perdite nelle bobine dalle perdite addizionali negli altri elementi dei circuiti. Nel caso dei triodi a vetro le misure possono essere eseguite con gli stessi criteri, misurando la potenza dissipata nei tubi a mezzo delle indicazioni fornite da una termocoppia, posta a diretto contatto del palloncino di vetro.

Le misure eseguite dagli AA, su una gamma di frequenze da 4000 a 26.000 kc/sec, mostrano che per frequenze comprese tra 400 e 8000 kc/sec si può avere sull'antenna oltre il 50 % della potenza assorbita dal trasmettitore e che per frequenze superiori si scende a circa il 30 %.

La determinazione delle perdite nelle bobine e delle altre perdite addizionali a queste frequenze consente di prevedere la possibilità di au-

mentare il rendimento dei trasmettitori alle frequenze altissime, quando si usino rapporti L/C relativamente elevati, ciò che è in generale possibile per apparati destinati a funzionare su una sola frequenza.

C. Mt.

R. Ambronn — **Nuovo registratore piezoelettrico di accelerazione.** (Feinmechanik und Praezision, 1 dicembre 1931, XXXIX, 9, pag. 199-204, con 6 fig.).

La misura delle vibrazioni negli edifici ha acquistato negli ultimi tempi una grande importanza, dato l'aumento enorme del peso e della quantità dei mezzi di trasporto passanti per le strade, e delle macchine in azione. Il mezzo di analisi finora usato, i sismografi, non è adatto per varie considerazioni: questi sono invero apparecchi troppo inerti per seguire le variazioni rapide, successive e di piccola ampiezza di cui si tratta; e poi, se anche fossero di costruzione tale da poter seguire esattamente ogni oscillazione, non sarebbero in grado di dare un'idea delle forze in giuoco, le quali sono legate alle accelerazioni che si hanno durante il movimento. E' da notare che le accelerazioni, anche per movimenti piccoli, possono raggiungere valori ragguardevoli: la curva di accelerazione, per esempio, di un movimento sinoidale è pure sinoidale, ma la sua ampiezza è aumentata secondo il quadrato della frequenza. Poichè nel caso considerato si tratta di frequenze alte, le accelerazioni e le forze in giuoco sono notevoli nonostante la piccolezza dei movimenti.

Ciò premesso l'A passa a descrivere il nuovo misuratore di accelerazione. Tale strumento è basato sulla proprietà dei cristalli di quarzo compressi parallelamente all'asse principale, di caricarsi elettricamente in dipendenza dalla pressione su di essi esercitata. Lo strumento consta di tre parti distinte: una prima parte, in cui le vibrazioni vengono trasformate in energia elettrica, e di cui è organo essenziale una massa metallica agente mediante opportuni accorgimenti sui cristalli di quarzo; una seconda parte, in cui le variazioni di tensione dovute alle variazioni di carica dei cristalli vengono, con l'intermediario di una valvola termoionica, tradotte in variazioni di corrente ad esse proporzionali, e queste di nuovo in variazioni di tensione che si possono poi direttamente misurare; una terza parte, in cui si esegue la registrazione. Quanto alle ultime variazioni di tensione, esse, non rivestendo il carattere capacitivo delle prime considerate, risultano indipendenti dalle capacità delle condutture di unione alla terza parte dello strumento; queste possono perciò essere lunghe a piacere, e permettono quindi di centralizzare in un solo complesso vari sistemi registratori, pur essendo prese le misure in punti diversi anche distanti.

La parte meccanico-elettrica e la valvola vengono installate assieme e collegate mediante conduttori di breve lunghezza ad una cassetta che contiene le batterie per il funzionamento della valvola nonchè alcune parti ausiliarie dell'inserzione, quale per es. un dispositivo per la taratura dell'apparecchio. Tale taratura si compie in modo puramente elettrico, senza intervento dei cristalli. Infatti il rapporto tra la variazione di accelerazione e le variazioni di tensione ai cristalli è una costante dell'apparecchio dipendente dalla sua costruzione e invariabile; invece il rapporto tra dette variazioni di tensione e l'indicazione dello strumento dipende in parte da quantità variabili nel tempo (tensione della batteria, proprietà della valvola). Basta perciò nella taratura tener conto della seconda parte della misura provocando artificialmente le variazioni di tensione alla griglia della valvola.

Per questo apparecchio è stato costruito un nuovo galvanometro a nastro, che è assai robusto e ha dato ottimi risultati. La registrazione avviene fotograficamente come negli oscillografi; e per l'illuminazione è sufficiente una piccola lampada ad incandescenza da 2 V. Il movimento della carta sensibile si comanda a mano o mediante motore. Un complesso registratore può comprendere fino a sei galvanometri corrispondenti a sei posti di misura; esso è integrato da un pannello che contiene i vari accessori occorrenti pel loro funzionamento. *C. Cg.*

F. AIGNER — **La sensibilità acustica alla differenza, ed il decibel.** **(E. N. T., agosto 1931, VIII, 8, pag. 367-368).**

E' legge fondamentale psicofisica (generalmente ammessa), che la sensazione di un organo sensorio sia proporzionale al logaritmo dello stimolo. Per valutare fisiologicamente la *sensibilità* dell'organo *alla differenza*, si assume il rapporto ρ di due energie di stimolo fisico di cui avverte la distinzione. Se nella relazione generale: $\delta = c \log_a \rho$, scritta pel divario delle sensazioni corrispondente alle due intensità fisiche predette, si pone $c = 1$ ed $a = \rho$, si ottiene: $\delta_{unit.} = \log_\rho \rho = 1$, che definisce l'unità di una scala di divari di sensazione, in base alla sensibilità alla differenza; l'espressione: $\delta = \log_\rho \frac{E_2}{E_1} = \frac{1}{\log \rho} \log \frac{E_2}{E_1}$, nella quale si fanno intervenire i logaritmi in base 10, dà nella stessa scala la misura del divario di sensazione per due diverse energie E_2 E_1 di stimolo fisico.

Per le sensazioni acustiche si ha all'incirca $\rho = 1{,}25$, ed allora l'ultima relazione diviene: $\delta = \frac{1}{\log 1{,}25} \log \frac{E_2}{E_1} = 10{,}3 \log \frac{E_2}{E_1}$. Se si ammette la sostituzione di un 10 al 10,3 (e non sembra cosa grave in questi problemi necessariamente solo approssimati), il divario di sensazione, che in tal caso può scriversi: $\delta = 10 \log \frac{E_2}{E_1}$, rimane valutabile in una scala già notoriamente impiegata per questioni al difuori del campo fisiologico, quella delle attenuazioni in *decibel*.

Nell'àmbito dell'elettroacustica e della tecnica delle comunicazioni, tale estensione di un significato fisiologico al decibel può presentare vantaggi; essa costituisce, nella questione della scelta tra il *decibel* ed il *neper*, un nuovo argomento a favore del primo.

[*L'articolo prospetta, in una forma nuova, materia sostanzialmente già nota; vedi per esempio*: « BORDONI - Sulla struttura dei suoni e la loro percezione (*L'Elettrotecnica*, 15 ott. 1927, XVI, 29) », pagg. 760-762; « FLETCHER - Speech and Hearing (Van Nostrand - 1929) », pag. 69; « STEWART and LINDSAY - Acoustics (Chapman & Hall - 1931) », pagg. 32 e 224 - *n. d. r.*]. *P. L.*

A. VON ARDENNE — **Tubi a raggi catodici con riempimento di gas.** **(H. F. Techn. u. El. Ak., gennaio 1932, XXXIX, 1, pag. 18-24, con 15 fig.).**

Negli oscillografi a raggi catodici con catodo caldo è necessario in un primo tempo ottenere dal catodo un raggio concentrato, e in seguito impedire che questo, lungo il cammino fino alla schermo, si spanda. La prima condizione può soddisfarsi limitando per mezzo di una finestrella il fascio di raggi emesso dal catodo, oppure focandolo elettro-

staticamente mediante il cilindro di Wehnelt. Questo secondo dispositivo, oltre al maggiore rendimento, presenta anche il vantaggio di permettere l'impiego di tensioni anodiche più elevate senza alcun danno per il catodo a ossidi, poichè il cilindro, servendo da raccoglitore di ioni, è efficace protezione.

Per mantenere concentrato il raggio lungo il suo tragitto nel tubo, poco opportuno è l'uso di campi elettrici; sono talora usati dispositivi a campo magnetico, tuttavia inefficaci per oscillografi a bassa tensione anodica. Molto più spesso si ricorre all'introduzione nel tubo di un gas a bassa pressione (10^{-3} mm circa). Non è ben chiaro come avvenga in questo caso il fenomeno della focatura, ma è probabile che esso sia dovuto alla produzione di elettroni secondari, i quali esercitano sul raggio un effetto elettrostatico.

Questo semplice sistema di focatura presenta tuttavia alcuni inconvenienti: deformazioni dell'immagine dovute a oscillazioni di ioni quando si usano tensioni anodiche oltre 1500 V (eliminabili con una fasciatura metallica esterna, sulla parte cilindrica del tubo); limite superiore di frequenza, oltre il quale non si ha più una immagine chiara sullo schermo (limite che tuttavia è suscettibile di raggiungere un valore abbastanza elevato con un'opportuna scelta del gas). *M. B.*

MODULAZIONE - RADIOTELEFONIA.

H. Roder — **Modulazione in ampiezza, fase e frequenza.** (Proc. I. R. E. dicembre 1931, XIX, 12, pag. 2145-2176, con 27 fig.).

Studio teorico comparativo dei tre tipi di modulazione. Nella prima parte l'A ricava le espressioni matematiche di un'onda modulata in ampiezza, fase o frequenza per determinare l'inviluppo della radio-frequenza o l'ampiezza delle bande laterali in ogni caso. Richiama quindi l'attenzione sui diagrammi vettoriali di modulazione, i quali possono in molti casi riuscire di larga utilità.

Nella seconda parte sono considerati gli effetti di una non richiesta modulazione in fase o in frequenza, contemporanea alla modulazione normale in ampiezza. Una modulazione in frequenza di piccola entità ($\Delta f = \div 200$ c/s) ha effetti trascurabili, sia come distorsione, sia come interferenza con trasmissioni adiacenti, mentre non indifferenti possono essere gli effetti di una modulazione in fase.

E' infine considerata la « falsa modulazione in fase » che si ha quando in un segnale modulato in ampiezza, la fase o l'ampiezza di una o di ambedue le bande laterali sono alterate.

L'articolo è corredato di ampia bibliografia. *M. B.*

H. O. Roosenstein — **La determinazione statica delle caratteristiche di modulazione nei trasmettitori radiotelefonici.** (Telefunken Zeitung, aprile 1931, XII, 57, pag. 37-39, con 3 fig.).

La caratteristica di modulazione di un trasmettitore radiotelefonico è una curva che dà la relazione fra i valori istantanei della tensione di modulazione e le corrispondenti ampiezze della corrente di antenna.

Se la modulazione è effettuata per mezzo della griglia, cioè facendo agire la tensione di modulazione sulla griglia di un triodo, di cui lo spazio anodo-filamento funziona come resistenza di dispersione di griglia del tubo oscillatore, il rilievo della caratteristica di modulazione per frequenza zero (cioè in condizioni statiche) può essere fatto sostituendo una tensione continua, variabile, al secondario del trasformatore di modulazione. Si ottiene allora la caratteristica misurando, per

ogni valore di questa tensione continua, le corrispondenti intensità della corrente di antenna.

Nel caso della modulazione con il sistema Heising si sostituisce pure una tensione continua, variabile, al secondario del trasformatore che agisce sulla griglia del triodo modulatore. Per ogni valore di questa tensione si deve variare la tensione del generatore di corrente continua in modo da mantenere costante, e uguale al valore assunto in assenza della modulazione, la corrente totale fornita agli anodi dei due tubi (oscillatore e modulatore). La caratteristica di modulazione può allora essere determinata misurando i valori della corrente di antenna, corrispondenti ai singoli valori della tensione continua di modulazione. *C. Mt.*

PIEZOELETTRICITÀ.

C. Baldwin Sawyer — **Uso dei cristalli di sali di Rochelle per riproduttori elettrici e microfoni.** (Proc. I. R. E., novembre 1931, XIX, 11, pag. 2020-2029, con 4 fig.).

L'A, dopo aver fatto un breve riassunto storico sullo sviluppo della piezoelettricità per uso acustico, tratta particolarmente l'impiego dei cristalli di sali di Rochelle, dando notizia delle recenti prove fatte e dei risultati ottenuti.

E' noto come tali cristalli, oltre a presentare marcate variazioni nelle costanti al cambiare della temperatura, manifestino un effetto di saturazione (simile a quella magnetica) nelle proprietà piezoelettriche, per cui sino ad oggi la tecnica ha preferito l'impiego dei cristalli di quarzo che si dimostrano privi di tali dannose particolarità.

Con l'uso di cristalli uniti in opposizione elettrica è stato possibile rendere poco sentito l'effetto della saturazione e della variazione delle costanti con la temperatura, ottenendo in pari tempo un complesso di maggiore sensibilità.

Simili elementi sono stati impiegati sia in circuiti riceventi sia in circuiti trasmittenti, come microfoni, alto parlanti, pick-ups, con grande vantaggio per la sensibilità e purezza dei suoni; inoltre, dato che i sali di Rochelle non richiedono alcun campo eccitante, si ha ancora il vantaggio della soppressione di quest'ultimo.

Come conclusione, l'A precisa le proprietà dei cristalli per stabilirne il periodo di efficienza riguardo alla igroscopicità, alle condizioni di lavoro ed all'influenza degli agenti esterni; chiarisce inoltre quali sono i vantaggi che si ottengono con il loro impiego nel campo acustico. *S. R.*

R. B. Wright e D. M. Stuart — **Alcuni studi sperimentali sulle vibrazioni delle piastre di quarzo.** (Bureau of Standards J. of Research, settembre 1931, VII, 3, pag. 520-553, con 25 fig.).

Lo studio delle vibrazioni delle piastrine di quarzo ha un'importanza non indifferente per le applicazioni di queste alla stabilizzazione degli apparati radiotrasmittenti.

Solo la ricerca sperimentale può portare a risultati concreti in questo campo, poichè una ricerca analitica condotta con i metodi della teoria dell'elasticità si presenta estremamente difficile: alle difficoltà gravi che si incontrano in generale nello studio delle vibrazioni dei corpi, si aggiungono per i quarzi quelle, sembra, insormontabili dovute all'anisotropia del materiale.

Lo studio delle vibrazioni della piastrina può essere fatto indirettamente, in base all'aspetto della scarica luminosa attorno alla piastrina, quando essa è posta in un'atmosfera di gas a bassa pressione; diretta-

mente mediante polvere di licopodio, o in base alle correnti di aria che emanano dalla periferia della piastrina, o infine approfittando del fatto che premendo con una punta metallica contro la piastrina non si produce disturbo solo se si preme in un nodo di vibrazione.

Valendosi di questi varii metodi di indagine, e in particolar modo delle figure che si ottengono con la polvere di licopodio, gli AA hanno esaminato un numero notevole di piastrine circolari e quadrate, con taglio a 0° e a 30°, estendendo la ricerca anche alle varie frequenze di risonanza secondarie. Le piastrine erano poste in vibrazione mediante un generatore a triodo, di circa 10 watt, schema a presa centrale, essendo derivate sul condensatore di accoppiamento posto tra circuito oscillatorio e griglia.

E' risultato da queste ricerche che grandezza e direzione dei valori critici del modulo di Young hanno un'influenza capitale sulla natura dei varii modi di vibrazione di una piastrina di materiale anisotropo. E' stato verificato inoltre che le equazioni del modulo di Young date da Voigt sono, sotto ogni aspetto, molto accurate. Nel campo delle applicazioni pratiche questi studi hanno suggerito nuovi sistemi di sospensione delle piastrine di quarzo, i quali sono ora in esperimento.

In appendice è indicato il procedimento di calcolo del modulo di Young per le varie direzioni, in base alla teoria elastica dei materiali cristallini. *M. B.*

H. Straubel — **Forme di vibrazione e coefficiente di temperatura dei quarzi oscillatori.** (Zeit. Hochfreq. Tech., luglio 1931, XXXVIII, 1, pag. 14-27, con 31 fig.).

Resoconto di una serie di ricerche sui piezorisuonatori in quarzo, riguardanti la forma di vibrazione delle piastrine, il coefficiente di temperatura, la stabilità di frequenza dei piezooscillatori.

Le vibrazioni delle piastrine sono state studiate mettendone in evidenza i nodi mediante polvere di licopodio, limitatamente alle vibrazioni longitudinali (frequenze intorno a 100 kc/s), e a piastrine tagliate con le facce maggiori normali all'asse X del cristallo (taglio a 0°); nell'intento di rendersi ragione delle differenze esistenti tra i valori di frequenza effettivi e quelli calcolati in base alla teoria dell'elasticità. E' stato così messo in luce che le due frequenze media e bassa della piastrina (onda media e lunga) corrispondono a vibrazioni nel piano xy dirette secondo gli assi di massimo e di minimo modulo di elasticità del cristallo (rispettivamente a 48°19′ e a 71°32′ con l'asse Z). Tra queste due esistono diverse altre frequenze di risonanza secondarie, per le quali le vibrazioni sono complesse combinazioni delle due precedenti. Tagliando una sbarretta con la maggiore dimensione secondo l'asse di massimo o quello di minimo modulo di elasticità, si hanno vibrazioni longitudinali con piano nodale esattamente normale alla sbarretta, con un accordo assai migliore tra frequenza effettiva e frequenza calcolata.

Riguardo alla stabilità di frequenza l'A si è principalmente preoccupato dell'influenza del sostegno della piastrina, la quale ha le due facce argentate ed è sorretta mediante fili di seta, entro un'ampolla in cui è praticato il vuoto. Particolare cura va presa per le due mollette che, poggiando sulle superficie argentate, assicurano il collegamento elettrico di queste col circuito.

L'A espone infine i risultati delle misure sul coefficiente di temperatura delle piastrine, eseguite entro un intervallo di temperatura notevolmente ampio, da 180° a 400° C. *M. B.*

V. E. Heaton e E. G. Lapham — **Sopporti per piastrine di quarzo e regolazione della temperatura nei piezooscillatori.** (Proc. I. R. E., febbraio 1932, XX, 2, pag. 261-271, con 7 fig.).

Una delle principali difficoltà, nel progetto di campioni piezoelettrici di frequenza, risiede nell'evitare variazioni di assetto del quarzo nel sopporto, e conseguenti variazioni di decremento e di frequenza, senza tuttavia aumentare eccessivamente il decremento della piastrina, fissandola troppo rigidamente. Con sbarrette vibranti nel senso della lunghezza ottimo sistema è quello di fissarle lungo una linea centrale perpendicolare alla lunghezza, tra due chiavette, fissate una sulla faccia di ciascuno degli elettrodi; questi sono mantenuti a giusta distanza mediante separatori di quarzo. Fra le piastrine vibranti nel senso dello spessore, vantaggiose si presentano quelle di forma circolare, le quali possono essere fissate mediante tre viti prementi appuntite, portate da un anello metallico e disposte radialmente, a 120° l'una dall'altra, in modo che le punte alloggino in un sottile solco scavato nella superficie cilindrica della piastrina a egual distanza dalle due facce. Con piastrine montate in questa maniera è stato possibile realizzare una costanza di frequenza di 1 parte su 1.000.000, in un piezooscillatore campione di tipo portatile.

Circa la regolazione della temperatura, sono brevemente discussi i vari dispositivi usati a questo scopo. *M. B.*

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

L. V. Berner — **Studi di radiotrasmissioni a grande distanza, effettuati durante la spedizione antartica Byrd.** (Bureau of Standards J. of Research, febbraio 1932, VIII, 2, pag. 265-277, con 18 fig.).

L'A riferisce su osservazioni e misure di intensità di segnali, effettuate durante la spedizione dell'Ammiraglio Byrd nell'Antartide, a Dunedin, nella Nuova Zelanda. Le stazioni delle quali furono registrati i segnali sono: W 2 XAF, Schenectady, N. Y., Stati Uniti d'America (9530 kc/s); PCJ, Eindhoven, Olanda (9580 kc/s); G 5 SW, Chelmsford, Inghilterra (11750 kc/s); W 8 XK, Pittsburg, Pa., Stati Uniti d'America (11800 kc/s); W 6 XN, San Francisco, Calif., Stati Uniti d'America (15340 kc/s). Le osservazioni e le misure furono effettuate nel periodo giugno 1929, ottobre 1929, su programma compilato dal Bureau of Standards e con metodi dallo stesso Ufficio elaborati (confronto con emissioni locali tarate).

L'esame critico dei dati raccolti non permette di giungere a conclusioni di ordine generale; esso consente tuttavia di ritenere come constatato che:

1°) In generale, un minimo di forza del segnale coincide con la totale illuminazione del percorso delle onde elettromagnetiche.

2°) Un incremento nella forza dei segnali si manifesta allorquando su parte del percorso fa notte; tale incremento si verifica più presto, e giunge più sollecitamente ad un massimo, per le frequenze più elevate.

3°) Una rapida diminuzione della forza dei segnali avviene dopo che essa ha raggiunto un massimo; tale diminuzione comincia a manifestarsi più presto per le frequenze più elevate e diviene molto rapida allorquando su tutto il percorso fa notte. Le condizioni di trasmissione non sembrano molto stabili quando il percorso delle onde è tutto in luce, oppure tutto in ombra. Un massimo secondario nella intensità dei segnali è spesso osservato allorchè presso la stazione trasmittente sta per sorgere il sole.

4°) Per un dato percorso misto (luce-oscurità) l'intensità dei segnali diminuisce, in generale, quando aumenta la parte in ombra.

5°) Si può osservare una diminuzione nell'intensità dei segnali, quando l'ombra avanza, se la zona di separazione fra luce ed oscurità si sposta molto lentamente. Sembra che ciò possa attribuirsi ad un accrescimento di attenuazione nella zona in cui fa giorno, più rapido di una contemporanea diminuzione di attenuazione nella zona in cui fa notte. *U. R.*

R. A. Heising — **Influenza della ubicazione delle stazioni costiere sull'intensità dei segnali.** (Proc. I. R. E., gennaio 1932, XX, 1, pag. 77-86, con 8 fig.).

L'A riferisce sopra una serie di esperienze effettuate allo scopo di controllare l'esistenza di un forte indebolimento dei segnali, che si propagano lungo la superficie terrestre, allorchè passano dal mare alla terra e di dare una interpretazione del fenomeno. Sono state effettuate trasmissioni su due frequenze, 9100 kc/s e 4550 kc/s, da una stazione sperimentale mobile, successivamente posta in località a distanze varie dalla costa ed in condizioni differenti di terreno e di percorso delle onde; tali trasmissioni sono state ricevute e misurate in due posti, in modo da ricavare informazioni per piccole e per medie distanze. E' stato ricavato che le attenuazioni rimangono le stesse, scambiando di posto la installazione trasmettente con quelle riceventi.

Le esperienze hanno mostrato che l'attenuazione dell'onda di superficie è molto forte (8 ÷ 12 decibel) nel primo miglio dalla riva, e che poi decresce per il successivo percorso su terra, pur rimanendo, di solito, superiore a quella che si riscontra in mare.

Una interpretazione teorica del fenomeno può essere data, se si ammette che il mare sia perfettamente conduttore e che la terra assorba pressochè completamente l'energia e. m., applicando al caso in esame le leggi della propagazione della luce al di là di un ostacolo a spigolo vivo.

Le ricerche effettuate hanno grande importanza pratica nei riguardi delle comunicazioni fra navi e stazioni costiere. *U. R.*

G. Goubau e J. Zenneck — **Misure d'eco nella propagazione di onde elettromagnetiche nell'atmosfera.** (Zeit. Hochfreq. Tech., giugno 1931, XXXVII, 6, pag. 207-218, con 23 fig.).

G. Goubau — **Misure d'eco nella radiotelegrafia.** (Annalen der Physik, 11 luglio 1931, X, 3, pag. 329-372, con 46 fig.).

Se si trasmette da una data stazione un gruppo d'onde e si dispone in un'altra di un ricevitore a registrazione, si può notare l'arrivo di diversi segni, corrispondenti ad istanti diversi. Il primo proviene dall'onda diretta, che si propaga sulla superficie terrestre, i successivi da onde che furono una o più volte riflesse dallo strato di Kennelly-Heaviside. Dallo studio di questi fenomeni è possibile trarre elementi sull'altezza di tale strato.

Nel trasmettitore a triodi si dà alla griglia una tensione negativa così forte, che annullerebbe completamente la corrente anodica e quindi quella d'antenna; ma in serie colla griglia si dispone una bobina con nucleo fortemente saturato, che fa parte del circuito di un condensatore alimentato a frequenza 500. In tali condizioni si ottiene ai capi della bobina una tensione indotta che fa dei guizzi molto vivi per versi opposti ad ogni semiperiodo; quando il guizzo è tale da dare tensione indotta positiva, questa compensa la tensione negativa della griglia e ci

sarà passaggio di corrente nell'antenna, quindi trasmissione di un segnale; tale trasmissione avviene 500 volte al secondo e dura 1/10.000 di secondo.

Alla stazione ricevente abbiamo ancora un sistema a triodi, collegato ad una coppia di laminette deviatrici di un tubo di Braun; il cui



Fig. 1. — Registrazione del solo segnale diretto.



Fig. 2. — Registrazione del segnale diretto *D* e di un'eco *E*.

fascetto luminoso subisce una deviazione ad ogni modifica della tensione, perciò ad ogni arrivo di onde. Attorno al tubo, bobine percorse da corrente a 500 per/sec producono un campo rotante; il fascetto lu-

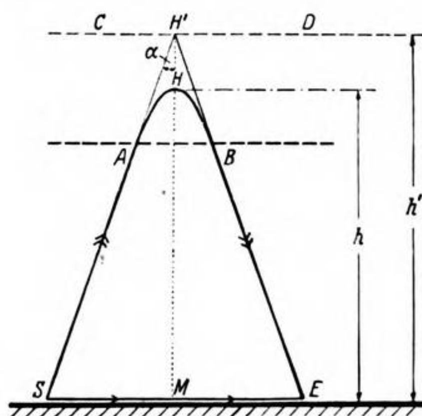


Fig. 3. — Cammino dell'onda diretta e dell'onda riflessa.

minoso descrive quindi sullo schermo un cerchio, e lo interrompe per dare un guizzo ad ogni arrivo di onde. E' conveniente che le linee che vengono tracciate al ripetersi del giro vengano a sovrapporsi, il che si ottiene sincronizzando i generatori delle due stazioni.

I segni che vengono registrati all'arrivo hanno la forma di fig. 1 quando si riceve solo il segno diretto, e quella di fig. 2 quando c'è anche un'eco (indicata colla lettera E); la sensibilità delle misure fatte a questo modo è tale che si può ancora raccogliere un'eco di 20 $\mu V/m$.

Nella fig. 2 vediamo che l'eco è spostata rispetto al segno diretto di un angolo φ; essendo nota la velocità di rotazione del fascetto (determinata dalla frequenza con cui creiamo il campo rotante) possiamo calcolare il tempo intercorso fra l'arrivo dei due segnali; se nasce il dubbio che l'angolo così misurato si deva aumentare di un numero intero di

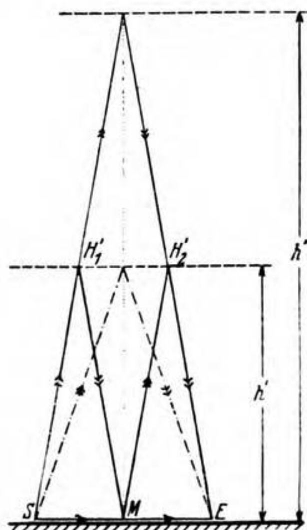


Fig. 4. — Cammino dell'onda diretta e dell'onda riflessa una o più volte.

giri e conseguentemente il tempo calcolato si debba aumentare di un multiplo del periodo, per escludere questa possibilità basta variare per un momento la frequenza della corrente che crea il campo rotante e vedere se c'è spostamento nei risultati.

Lo schema che serve di base per il calcolo dell'altezza equivalente è riportato in fig. 3. S è la stazione emittente, E la ricevente; un'onda si propaga direttamente sulla superficie terrestre facendo il cammino $S\,M\,E$, un'altra si propaga da S in A, viene poi deviata dallo strato ionizzato lungo $A\,H\,B$, e prosegue quindi da B ad E. Non si hanno dati che facciano pensare che i percorsi $S\,A$ e $B\,E$ non siano rettilinei; per la parte che si svolge nell'aria ionizzata avremo effettivamente la curva $A\,H\,B$, ma si usa sostituirla con la spezzata $A\,H'\,B$, e si chiama altezza equivalente dello strato riflettente l'altezza del punto H'.

La determinazione di quest'altezza è molto semplice; si ammette che nell'aria non ionizzata la propagazione avvenga colla stessa velocità della luce; è nota la distanza $S\,E$ delle due stazioni, quindi il tempo impiegato nella propagazione del segno diretto; questo tempo sommato

col ritardo presentato dall'eco dà il tempo totale impiegato dall'onda che segue il percorso $S H' E$, quindi la lunghezza del percorso stesso; con ciò si hanno gli elementi per calcolare l'altezza $H' M$.

E' però da tener presente la possibilità che un'onda arrivi alla stazione ricevente dopo essere stata riflessa tre volte come mostra la fig. 4. Riceveremo in tal caso oltre al segno diretto anche una doppia eco; se facessimo semplicemente il calcolo accennato prima, troveremmo due altezze una doppia dell'altra. Possiamo analogamente immaginare che qualche volta avvenga un numero maggiore di riflessioni, e ciò è anche confermato dall'esperienza.

Con questi procedimenti si giunge a calcolare l'altezza equivalente dello strato con l'approssimazione di 1 km.

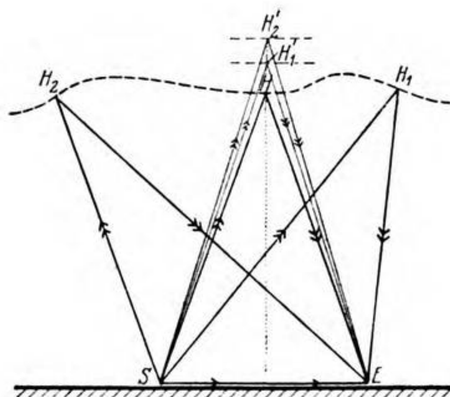


Fig. 5. — Riflessioni prodotte da uno strato non orizzontale.

Gli esperimenti si eseguirono nella zona intorno a Monaco di Baviera, fra coppie di stazioni a distanze varie; essi si fecero di notte, sia per poter adoperare fuori orario stazioni trasmittenti facenti servizio pubblico, sia perchè si ebbe modo di notare che i fenomeni d'eco cessavano durante il giorno e più precisamente nel periodo che va da un'ora dopo il sorgere del sole fino ad un'ora avanti il tramonto.

In 45 notti, con una durata complessiva di 75 ore d'osservazione, si rilevarono oltre 500 oscillogrammi. Le altezze dello strato riflettente determinate variarono fra 90 e 140 km, quando si notava una sola eco; altre altezze verso i 200 e verso i 300 km si ebbero nei casi di echi multipli e furono considerate provenienti, come si è accennato, da diverse riflessioni. Altezze da 89 a 98 km furono le più frequenti, e non mancarono neanche in quelle notti in cui ne furono notate altre verso i 140 km.

L'intensità dell'eco superava molte volte quella del segno ricevuto direttamente, altre volte era debolissima. E' però da notare che dall'intensità non si può concludere nulla, perchè le onde in arrivo erano polarizzate e l'intensità variava notevolmente rotando il quadro della stazione ricevente; lo stato di polarizzazione era diverso per l'eco semplice e per la multipla, e per ciascuna variava rapidamente.

Si cercò d'indagare se l'altezza equivalente dello strato dipendesse dall'angolo con cui incide l'onda in arrivo, quindi dalla distanza fra le due stazioni, ma non si potè stabilire nulla al riguardo. Così anche non fu possibile raccogliere dati sicuri circa l'eventualità che un'onda si riflettesse contro la parete delle Alpi e poi giungesse alla registrazione o direttamente, o dopo altre riflessioni negli strati superiori dell'atmosfera.

Ripetutamente si verificò l'arrivo di molti gruppi d'onde a breve distanza l'uno dall'altro; questi fenomeni, come il fatto che in poco tempo l'altezza equivalente pareva passare da 90 a 140 km. e come anche altre rapide alterazioni dello stato dell'atmosfera, farebbero pensare ad uno strato ionizzato *non orizzontale* (fig. 5); ciò spiegherebbe come per una sola riflessione si possano ricevere diverse onde che hanno fatto percorsi diversi e non multipli l'uno dell'altro. *P. G.*

E. Merritt — **Ottica delle radiocomunicazioni.** (Proc. I. R. E., gennaio 1932, XX, 1, pag. 29-39).

Sin dai primi tempi della scoperta delle onde elettromagnetiche, da Hertz stesso, e da moltissimi altri fisici in seguito, furono messe in evidenza le affinità tra le onde elettromagnetiche e la luce, e fu provato che, come questa, anche quelle si riflettono, si rifrangono, ecc.

In seguito, dopo le esperienze di radiocomunicazione svolte da Marconi, quando le trasmissioni attraverso l'Atlantico furono una realtà, sembrò che non fosse possibile trattare la radio come un ramo dell'ottica, e si trovò una soddisfacente spiegazione di questo fatto, considerando la terra come una sfera conduttrice, e applicando la teoria elettromagnetica a questa sfera, così come si fa per la propagazione delle correnti alternate lungo i fili. Con la guida di questi studi, furono costruite le stazioni trasmittenti ultrapotenti, con grandi lunghezze d'onda, fino a 30 km. Fu principalmente per merito di dilettanti, ai quali era stato limitato il campo di attività alle onde corte, se inaspettatamente fu provato che anche con queste sono possibili comunicazioni a grande distanza. E così il campo dei servizi di radiocomunicazione fu esteso fino a lunghezze di onda di pochi metri.

E' interessante ricordare che, per lo studio di queste onde corte, si è ritornati ai metodi ottici. Il fatto che anche queste possono girare intorno alla terra, è spiegato con la loro rifrazione, nell'aria ionizzata, tenendo conto che la densità degli ioni e degli elettroni, da cui dipende tale ionizzazione, varia con l'altezza dell'atmosfera. Si trovò così che, ad una certa altezza, il numero degli elettroni liberi deve essere eccezionalmente forte, così da formare uno strato, relativamente buon conduttore, detto strato di Kennelly-Heaviside. Alle grandi altezze, questi elettroni liberi, che sono messi in moto dal campo elettromagnetico delle onde e risentono del campo magnetico terrestre, in condizioni opportune, descrivono linee chiuse, dando luogo ad un fenomeno analogo a quello della risonanza. La teoria della propagazione, in queste condizioni, è stata svolta da Nichols e Schelleng. Uno degli effetti del campo magnetico terrestre è la rotazione del piano di polarizzazione delle onde elettromagnetiche.

L'A si ripromette di riferire, in prossime note, sui risultati di sue ricerche sulla cosiddetta struttura fine del fronte delle radioonde. Il metodo di ricerca usato si vale di due ricevitori, situati in due punti del fronte d'onda, distanti un quarto di lunghezza d'onda. I segnali ricevuti vengono applicati alle due coppie di elettrodi di un oscillografo catodico, in tal modo che uno dia una vibrazione orizzontale della macchia luminosa e l'altro una vibrazione verticale.

Se il fronte d'onda fosse piano, dovrebbero essere eguali ampiezza e fase dei segnali captati dai due ricevitori, e sullo schermo dell'oscillografo si dovrebbe avere una traccia luminosa rettilinea in diagonale. Invece si ottiene un'ellisse, che varia continuamente di forma e posizione, mostrando che il fenomeno è molto complicato. Se ne può forse ricercare la spiegazione con i metodi classici dell'ottica ondulatoria.

Infine l'A riferisce le esperienze sui cosiddetti radio-echi e, fra queste, quelle singolari eseguite ad Eindhoven e ad Oslo, dove furono percepiti successivamente segnali di ritorno, ad intervalli regolari di trenta secondi, e le ipotesi con le quali si tenta di spiegare questi fenomeni.

N. C.

R. Naismith — **Osservazioni a breve distanza su onde di grande lunghezza.** (J. I. E. E., Londra, luglio 1931, LXIX, 7, pag. 875-880, con 6 fig.).

La stazione radiotrasmittente di Rugby (GBR) funziona su una lunghezza d'onda di 18.700 m; una serie di misure d'intensità del campo eseguite ad una distanza compresa fra 35 e 45 km tutt'attorno all'aereo hanno rivelato una particolare uniformità di distribuzione del campo in tutte le direzioni uscenti dall'aereo; l'altezza effettiva di questo calcolata con la formula di Hertz è risultata di 177 m. A distanze maggiori l'intensità del campo è notevolmente diversa da quella che risulterebbe dal calcolo a seconda della direzione nella quale viene misurata; oltre a ciò le onde subiscono deviazioni laterali rispetto alla loro direzione di partenza persino di 14°.

Altre prove sono state eseguite attorno alla stazione di Northolt (λ = 6950 m) a distanze variabili da 50 a 250 km; i valori misurati risultarono prossimi a quelli calcolati con le formule, soltanto quando la direzione di propagazione delle onde era normale al meridiano magnetico di Northolt, mentre le massime divergenze si osservavano lungo il meridiano stesso. Un'altra serie di prove eseguite sulla stazione di Ongar (λ = 5100 m) portarono alla conclusione, che soltanto il mezzo nel quale le onde si propagano è la causa prima di irregolarità nell'attenuazione. In generale poi la ricezione a distanze non maggiori di 300 km è di intensità molto variabile anche prescindendo dalle condizioni atmosferiche e dalle variazioni nella distribuzione delle cariche elettriche nell'atmosfera al passaggio dal giorno alla notte. A distanze maggiori, fino a 1000 km, avviene invece l'opposto: le massime variazioni di intensità si osservano durante le burrasche magnetiche ed al passaggio dal giorno alla notte. Si nota inoltre che la riflessione delle onde verso il basso prodotta dallo strato di Heaviside non è la stessa in tutti i piani verticali uscenti dalla stazione di emissione. *I. L.*

H. Plendel — **Influenza periodica dell'attività solare sopra la propagazione delle radioonde.** (Proc. I. R. E., marzo 1932, XX, 3, pag. 520-539, con 6 fig.).

Il laboratorio tedesco delle ricerche aerologiche ha studiato sperimentalmente, durante gli anni 1930-31, il fenomeno della propagazione delle onde elettromagnetiche nell'atmosfera. I risultati ottenuti non sono affatto in armonia con quelli ricavati precedentemente, anzi, si rivelano esattamente opposti a quelli ottenuti negli anni 1927-1928. Tale constatazione porta alla supposizione che sul fenomeno della propagazione abbia influenza la variazione periodica dell'attività solare.

E' noto come questo periodo di tempo, dedotto attraverso le varia-

zioni delle macchie solari e della declinazione e intensità del campo magnetico terrestre, è all'incirca di undici anni.

L'A prende in esame numerosi dati ricavati dalla esperienza e discute fisicamente il fenomeno, specie per quanto riguarda le onde lunghe, e giunge ad affermare che effettivamente anche la propagazione delle radioonde è periodicamente variabile con l'attività solare.

S. R.

R. Naismith — **Misure di intensità del campo prodotto dalla stazione di Daventry 5XX.** (J. I. E. E., Londra, luglio 1931, LXIX, 7, pag. 881-885 e discussione fino a pag. 890, con 11 fig.).

La stazione radio di Daventry trasmette su una lunghezza d'onda di 1554 m; il campo prodotto da essa è già stato oggetto di molte ricerche, perchè presenta un'attenuazione più marcata in direzione di Sud Ovest, dove la terraferma si prolunga per un tratto di 300 km in mezzo al mare. Rispetto ai paesi costieri le località interne che si trovano ad eguale distanza dall'aereo risentono un'intensità di campo di circa il 20 % minore. La regione contiene soltanto colline che raggiungono come massima altezza i 430 m; non si può quindi attribuire alle colline un'azione assorbente così marcata sulle radioonde. L'A ritiene che questa irregolare attenuazione sia da attribuire ad una palude a contorno molto irregolare che si trova sulla stessa linea, lungo la quale si nota il minimo di intensità.

I. L.

(Bureau of Standards - Washington) — **Portata delle radioemissioni.** (Letter Circular 317, 25 gennaio 1932, pag. 1-6, con 2 fig.).

Come è noto, la energia elettromagnetica si propaga attorno alla terra per « onde di superficie » e per « onde di spazio »; le prime seguono il contorno del globo, le seconde si dirigono verso gli alti strati dell'atmosfera e, per un fenomeno analogo a quelli di riflessione e rifrazione, sono ricondotte verso il suolo. Questi due tipi di onde sono variamente assorbiti. L'assorbimento dell'onda di superficie cresce, in generale, al crescere della frequenza e può, di solito, ritenersi pressochè costante nel tempo, per un determinato percorso; esso è influenzato dalla conduttività e dalla costante dielettrica del terreno. L'assorbimento dell'onda di spazio si presenta meno regolare: sembra massimo per frequenze comprese fra i 550 ed i 1500 kc/s e varia sensibilmente nel tempo. Durante il giorno esso è così forte, che nella gamma di frequenze sopra indicate lo si può considerare pressochè totale; durante la notte, invece, esso è molto minore, cosicchè la propagazione per onda di spazio può ritenersi che avvenga su tutte le frequenze, fatta soltanto eccezione per le elevatissime. Questo tipo di propagazione, oltrechè dall'alternarsi dei giorni e delle notti, è fortemente influenzato dall'avvicendarsi delle stagioni, dalla latitudine delle località interessate, dai fenomeni solari, dalle tempeste magnetiche e, in generale, da qualunque causa che influisca sullo stato di ionizzazione dell'atmosfera.

Alle alte frequenze, la ricezione a gran distanza è dovuta unicamente all'onda di spazio; la ricezione a piccola distanza è invece pressochè esclusivamente dovuta all'onda di superficie. Per frequenze al disopra di un certo valore, che può essere dell'ordine dei 4000 kc/s, può esistere una zona (zona di silenzio) nella quale non arriva energia elettromagnetica, nè per onda di superficie (già assorbita) nè per onda di spazio (non ancora ricondotta in superficie); l'ampiezza di tale zona

e le distanze alle quali possono trovarsi i suoi limiti, interno ed esterno, dipendono dalla frequenza sulla quale viene effettuata la trasmissione, nonchè da tutte le cause suscettibili di influire sull'assorbimento e sul percorso della energia irradiata.

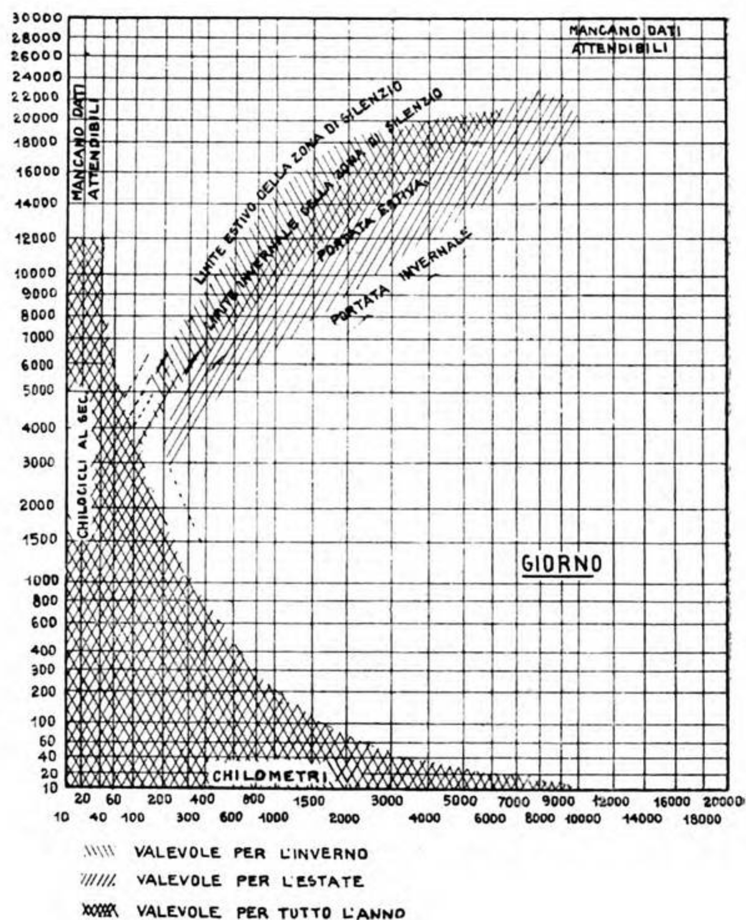


Fig. 1.

Allo stato attuale delle conoscenze non è possibile indicare una formula, che dia con sufficiente approssimazione le portate per le varie frequenze e per i vari percorsi. Il *Bureau of Standards* degli Stati Uniti di America ha perciò raccolto i dati forniti da numerosi osservatori e li ha riassunti nei due grafici che si riportano. In tali

grafici sono mostrati i limiti di distanza entro i quali si ha un campo di valore tale da poter ricevere in presenza di disturbi normali. Per la radioaudizione ciò non significa sempre ricezione soddisfacente; i limiti minimi ammessi vanno infatti da 10 μV/m per frequenze infe-

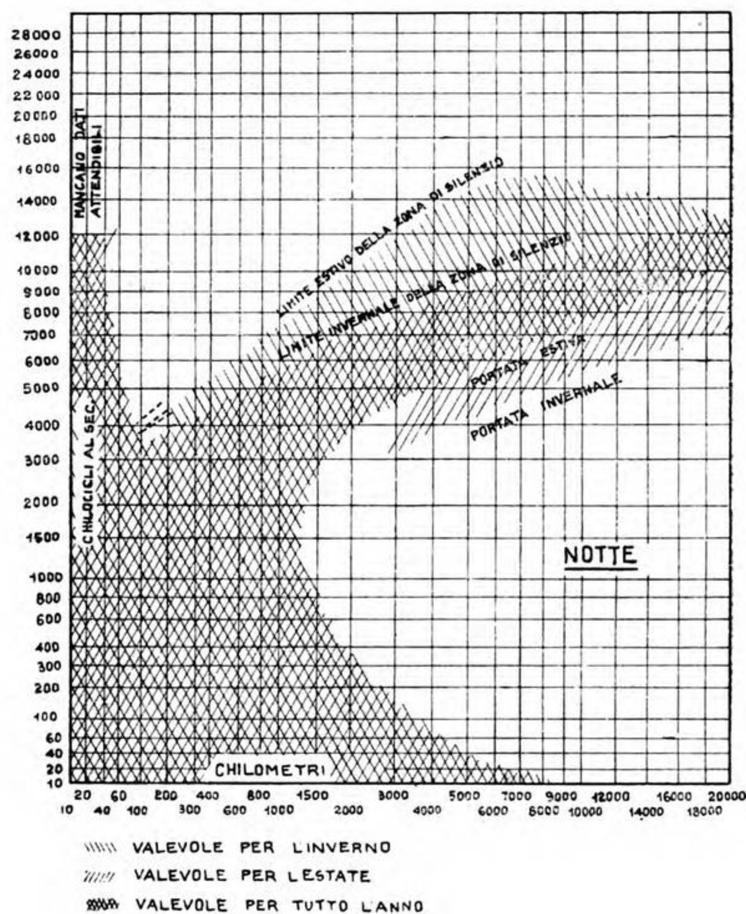


Fig. 2.

riori ai 2000 kc/s fino ad 1 μV/m per frequenze dell'ordine dei 20.000 kc/s.

I grafici sono riferiti ad una potenza di 5 kW, irradiata da una antenna onnidirezionale. In generale, le portate relative a percorsi, che giacciono in parte nella zona di globo in luce ed in parte nella zona di globo in ombra, sono intermedie fra quelle indicate nei due grafici.

Il *Bureau of Standards*, mentre si ripromette di modificare periodicamente, in conformità con i risultati di nuove esperienze, i dati forniti, invita alla collaborazione chiunque sia in grado di fornire notizie sull'argomento. *U. R.*

RADIOCOMUNICAZIONI DIRETTIVE.

G. L. Davies — **Teoria, progetto e taratura degli indicatori a lamina vibrante per apparati di radio-rotta.** (Proc. I. R. E., gennaio 1932, XX, 1, pag. 161-181, con 10 fig.).

Per ridurre le operazioni di taratura delle lamine vibranti, usate negli apparati riceventi per radiorotte aeree, si è sentita l'opportunità di un accurato progetto delle lamine stesse. Sono sufficienti per questo scopo le formule ricavate, con ipotesi semplificative, dalla teoria di Rayleigh sulle lamine vibranti. Ne è fatta applicazione sia a lamine uniformi, sia ad uno speciale tipo di lamina non uniforme. *M. B.*

RICEVITORI.

H. A. Broocke — **Accoppiamenti microfonici retroattivi nei radioricevitori.** (J. I. E. E., Londra, febbraio 1932, LXX, 422, pag. 268).

Nei moderni radioricevitori con molti stadi di amplificazione e altoparlante incorporato nello stesso mobile, presenta spesso difficoltà la eliminazione degli accoppiamenti retroattivi, acustici o meccanici, tra l'altoparlante e alcune parti dei circuiti, le quali, entrando in vibrazione, producono notevoli distorsioni di suono, e talvolta dànno luogo all'innesco di oscillazioni persistenti a frequenza acustica, con produzione di un suono continuo dall'altoparlante.

Principale fonte di questi inconvenienti sono i tubi elettronici, sia quelli amplificatori a frequenza acustica, sia il demodulatore o quelli amplificatori a radio frequenza. In quest'ultimo caso il fenomeno si produce per modulazione del segnale a radio-frequenza ricevuto, per parte delle vibrazioni meccaniche. Nei ricevitori a supereterodina sono anche da temere le vibrazioni meccaniche del condensatore variabile dell'oscillatore, le quali producono una modulazione della frequenza generata, e possono quindi dar luogo ad una modulazione in ampiezza del segnale, nell'amplificatore a frequenza intermedia.

Rimedi efficaci sono l'impiego di condensatori e di tubi razionalmente costruiti, non essendo generalmente sufficiente montare questi ultimi su supporti elastici, i quali eliminano solo la trasmissione delle vibrazioni meccaniche. Notevoli vantaggi si possono anche avere montando tutto il ricevitore nel mobile, sopra soffici blocchi di gomma elastica. *M. B.*

TELEGRAFIA E TELESCRITTURA.

M. Bayard — **Il Relais Baudot. Studio teorico.** (Ann. P. T. T., novembre 1931, XX, 11, pag. 882-902, con 5 fig.).

L'A si è proposto di determinare con precisione le condizioni di funzionamento, elettrico e meccanico, del relais Baudot e di determinare i parametri da cui dipende il suo funzionamento, e i rapporti di essi con le caratteristiche costruttive del relais, allo scopo di trarne conclusioni che permettano di adattare i relais Baudot a tutte le condizioni, che possono presentarsi nei moderni procedimenti di telegrafia

veloce. Lo studio viene eseguito considerando lo schema elettrico corrispondente al circuito magnetico del relais Baudot. Con un procedimento strettamente matematico ed analitico l'A stabilisce prima le equazioni fondamentali del circuito magnetico e ne ricava l'espressione della coppia che agisce sull'armatura, l'espressione della sensibilità dell'apparecchio e del suo coefficiente d'induttanza propria. Si viene così a mettere in evidenza l'importanza che hanno i circuiti magnetici di fuga nel funzionamento del relais Baudot, che riuscirebbe inesplicabile senza la considerazione di essi.

L'A passa poi a studiare, sempre in via analitica, il movimento dell'armatura del relais, mettendo in evidenza i criteri costruttivi da seguire per aumentare la rapidità di azione.

Arriva così a stabilire 3 parametri fondamentali, che influiscono sul funzionamento del relais e dei quali fornisce l'espressione analitica in funzione delle caratteristiche costruttive dell'apparecchio. Dall'esame di tali espressioni si possono ricavare alcune conclusioni interessanti circa le direttive da seguire allo scopo di migliorare, per quanto è possibile, le proprietà funzionali del relais Baudot. *Ri.*

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

C. O. BROWNE — **Televisione a più canali.** (J. I. E. E., Londra, marzo 1932, LXX, 423, pag. 340-353, con 14 fig.).

E' descritto un sistema di televisione a più canali su filo, realizzato allo scopo di evitare le difficoltà pratiche, che una banda di frequenze molto estesa creerebbe, sia sugli apparati trasmittente e ricevente, sia sulla linea di trasmissione.

La luce dell'immagine da trasmettere è inviata a mezzo di tamburo rotante a specchi su cinque fotocelle, munite di apposita finestra e disposte parallelamente ad una generatrice del tamburo. Grazie alla diversa inclinazione degli specchi rispetto all'asse del tamburo, ad ogni giro di questo, ogni fotocella esplora interamente una quinta parte dell'area totale dell'immagine; l'intera banda di frequenze viene così ripartita fra cinque canali, facenti capo alle cinque fotocelle. Al ricevitore analogo tamburo rotante a specchi, riflettente le luci modulate da cinque celle di Kerr, a loro volta rispettivamente azionate dai cinque canali, ricostituisce l'immagine su schermo trasparente. Ampiamente descritti sono i sistemi di amplificazione, sia sul trasmettitore sia sul ricevitore, i quali consentono di realizzare amplificazioni di $110 \div 120$ decibel, e così ottenere i 600 volt richiesti dalle celle di Kerr.

Successivamente vengono pure stabilite dimensioni e profilo di massima efficienza delle celle di Kerr, illustrati i metodi di calibrazione delle diverse parti del sistema per realizzarne il massimo rendimento, minutamente esaminate le varie cause di distorsione delle immagini, indicati i rimedi relativi.

Fa seguito un ampio resoconto della discussione sull'argomento e delle risposte dell'A alle obbiezioni dei varî interlocutori. *D. R.*

SANNOSUKE INADA — **Il servizio pubblico di fototelegrafia in Giappone.** (Elect. Comm., luglio 1931, X, 1, pag. 26-33, con 10 fig.).

Il sistema impiegato per questo servizio, fra le città di Tokyo ed Osaka, è quello N. E. (Nippon Electric Co.), del quale uno degli inventori, il Dottor Y. Niwa, fornì descrizione e dettagli sulla stessa rivista (apr. 1930, VIII, 5, pag. 283-295, 19 figg.); dei suoi buoni risultati avevano

consentito prove evidenti le cerimonie dell'Incoronazione nel novembre 1928, per le quali si era giunti ad ottenere che, per esempio, le fotografie della Processione Imperiale, prese al Ponte Doppio di Tokyo alle 7 e 10 a. m. apparissero pubblicate su un'edizione straordinaria dell'« Osaka Mainichi » ad Osaka (cioè a circa 600 km di distanza) alle 9 e 30 della mattina stessa. Il servizio è ora aperto al pubblico dall'agosto 1930; ma dal 1928 ne era stata concessa ai giornali la licenza privata.

Nell'apparecchio trasmittente del sistema N. E. un raggio luminoso pulsante esplora l'immagine originale e, riflesso su una cellula fotoelettrica, dà luogo alla modulazione della corrente portante (di 6000 o di 1700 p/s, dipendentemente dalla via che la trasmissione seguirà, per linea aerea o per cavo). Nel ricevitore la corrente in arrivo comanda la posizione angolare di uno specchietto mobile che riflette il raggio luminoso destinato ad impressionare punto per punto la carta sensibile; se questo, dopo la riflessione, attraversa la finestrella di uno schermo fisso opportunamente sagomato, la deflessione del pennello luminoso regolerà la quantità di luce che vien lasciata passare.

Il traffico fototelegrafico attuale è veramente ancora scarso, ma il servizio si è già potuto dimostrare efficace e prezioso in alcune occasioni, come quella del grande terremoto nel distretto di Izu (26 novembre 1930). Di tale disastro le autorità centrali poterono essere informate con documenti fotografici quasi istantaneamente; ed oltre 90 fototelegrammi della zona colpita permisero loro di disporre senza indugio per tutti i soccorsi. *P. L.*

TRASFORMATORI.

ROSS GUNN — **Un trasformatore a risonanza meccanica.** (Proc. I. R. E., marzo 1932, XX, 3, pag. 516-519, con 4 fig.).

E' descritto un trasformatore, impiegabile entro la gamma di frequenze udibili, e la cui caratteristica principale è l'elevata selettività. Tale proprietà è ottenuta impiegando due elettromagneti (ricavati da cuffie telefoniche), aventi le estremità affacciate, e ponendo nel traferro risultante una lamina di materiale magnetico accordata sulla frequenza che si vuole esaltare. Gli avvolgimenti dei due elettromagneti sono impiegati, uno come primario e l'altro come secondario del trasformatore. *S. R.*

TUBI ELETTRONICI.

W. TRAUB e F. MENZLER — **Una macchina automatica per la prova delle valvole termoioniche.** (E. T. Z., 8 ottobre 1931, LII, 41, pag. 1277-1278, con 3 fig.).

L'A descrive una macchina completamente automatica, per mezzo della quale le valvole termoioniche, specialmente se schermate, possono essere provate e ordinate secondo i loro difetti, con una capacità di prova di circa 1800 valvole all'ora. La macchina è così costituita: attorno ad un asse verticale gira lentamente una ruota che porta 36 prese, nelle quali vengono fissate le valvole da provare. Le prese sono poi collegate con diversi anelli per poter portare diverse tensioni di prova alle valvole nelle diverse posizioni. Le misure avvengono nelle ultime posizioni: le prime servono invece principalmente a caricare le valvole con correnti corrispondenti alle condizioni pratiche, in modo che pervengano alle posizioni di prova in condizioni analoghe a quelle di funzionamento. Le valvole, che hanno superato senza difetti tutte le

posizioni di prova, vengono poi levate automaticamente dalla ruota di prova per mezzo di un dispositivo meccanico.

L'A accenna ad alcune difficoltà incontrate per costruire relais adatti al funzionamento automatico delle macchine e al modo come furono eliminate. *T. S.*

G. A. Beauvais — **Potenziale stabile di un elettrodo isolato in un triodo.** (L'Onde Électrique, febbraio 1932, XI, 122, pag. 83-88, con 6 fig.).

Se in un triodo con filamento normalmente riscaldato, placca e griglia ad un potenziale fortemente positivo rispetto al filamento e quindi abbondantemente bombardate da elettroni, s'interrompe il circuito di placca, ci si accorge ch'essa resta ugualmente riscaldata mantenendosi a un potenziale elevato e che la griglia non si arroventa maggiormente; se in queste condizioni si spegne ed un istante dopo si riaccende il filamento, la placca, rimasta isolata, non si arrossa affatto, mentre la griglia perviene ad una temperatura molto superiore a quella raggiunta precedentemente.

In base ad esperienze e riferendosi alle curve caratteristiche di lampade impiegate come dynatrons, l'A espone due interpretazioni del fenomeno, l'una basata sulle emissioni secondarie, l'altra, più esauriente, basata sulla ionizzazione dei gas residui, che l'A definisce come la più probabile. *M. I.*

M. A. Acheson e H. F. Dart — **Caratteristiche del triodo trasmettente UV-858 per altissima frequenza.** (Proc. I. R. E., marzo 1932, XX, 3, pag. 449-460, con 5 fig.).

I normali tipi di triodi di grande potenza, costruiti per lavorare con alti rendimenti a frequenze relativamente modeste, risultano fortemente cimentati quando sono impiegati nei trasmettitori a onda corta; la potenza massima che si può allora ottenere è fortemente ridotta dalla necessità di limitare la tensione anodica a valori più bassi di quelli normali e di mantenere entro limiti ragionevoli le correnti di circolazione nelle capacità interelettrodiche del tubo. Inoltre queste capacità, insieme con l'induttanza delle connessioni, abbassano i limiti superiori di frequenza a cui il triodo può funzionare. Per attenuare questi inconvenienti è stato realizzato il tubo UV - 858, il quale, in base ad una razionale scelta dei varî elementi costruttivi, ha reso possibile il suo funzionamento con tensioni molto elevate (fino a 20.000 V) anche alle frequenze più alte e ha permesso di ottenere frequenze fino a 65.000 kc/s. A 50.000 kc/s, con una tensione di 10.000 V, si sono avuti da questo tubo 10 kW.

Le parti di vetro di questo triodo sono state fatte di Nonex, vetro che ha proprietà molto vicine a quelle del quarzo fuso e risulta quindi molto adatto per tubi di questa potenza. Tale vetro presenta perdite dielettriche minime e bassissima conduttività anche alle temperature più alte. Il filamento è di tungsteno puro, assorbe 52 A sotto 22 V e dà una corrente di saturazione di 9,5 A.

Le altre caratteristiche principali del triodo UV-858 sono le seguenti:

Tensione anodica	20.000 V
Potenza dissipata dalla placca	20 kW
Coefficiente di amplificazione	42
Resistenza interna	8700 Ω
Corrente massima di griglia a radiofrequenza	60 A
Capacità placca-griglia	18 $\mu\mu F$
» griglia-filamento	17 $\mu\mu F$
» placca-filamento	2 $\mu\mu F$

Questo tubo è stato usato con successo anche come generatore di oscillazioni di Barkhausen.

Col nuovo triodo sono state compiute alcune interessanti esperienze sui fenomeni che si verificano alle altissime frequenze, ciò che si è potuto fare per la prima volta, appunto per la possibilità di disporre di potenze relativamente grandi anche a queste frequenze.

C. Mt.

VARIE.

C. N. Anderson e I. E. Lattimer — **Appoggio radiotelefonico per le navi.** (Proc. I. R. E., marzo 1932, XX, 3, pag. 407-433, con 24 fig.).

Il collegamento radiotelefonico fra le navi e la terra ha assunto in questi ultimi anni un'importanza notevole, specie per quanto riguarda le grandi linee transatlantiche.

Numerose sono state le difficoltà incontrate per stabilire un servizio regolare, soprattutto perchè le limitate condizioni di spazio, a bordo dei piroscafi, hanno imposto di adottare speciali apparecchi capolinea.

Gli AA oltre a trattare ampiamente il problema sotto il punto di vista pratico, lo esaminano nella sua parte fisica, fornendo diversi diagrammi, e dimostrando quale influenza abbiano, sulla regolarità delle comunicazioni, le condizioni meteorologiche e la distanza della nave da terra.

S. R.



--- CRONACA TECNICA ---

ACUSTICA DELLE COSTRUZIONI.

Un breve articolo di *The Electric Journal* (gennaio 1932, XXIX, 1, pag. 47) richiama l'attenzione sul fatto che è pressochè inevitabile qualche **ronzio nei trasformatori**; questo inconveniente non deve trascurarsi oggi che l'installazione di tali apparecchi si estende anche a luoghi ove interessa la maggior possibile quiete, come gli ospedali e le scuole. Qualche volta la silenziosità diviene realmente per un trasformatore un merito decisivo.

L'assenza di parti rotanti non vi esclude le vibrazioni meccaniche, cui danno origine fenomeni di natura magnetica fra gli elementi della ossatura, e fenomeni di natura elettrica fra le parti degli avvolgimenti; tali vibrazioni presentano una frequenza doppia di quella della rete, e si trasmettono dalle membrature all'olio ed al cassone, e da questo all'aria. Per diminuire i disturbi si può ricorrere, in sede di costruzione, all'aggiunta di cuscinetti od imbottiture antivibratorie, all'irrigidimento dei supporti ed all'impiego di smorzatori che modifichino i periodi naturali di vibrazione, ad una maggiore larghezza nel dimensionamento del ferro, la quale riesce però antieconomica.

Per altro in non pochi casi la responsabilità dei disturbi è imputabile a circostanze esterne al trasformatore, e queste possono eliminarsi facilmente con un attento esame; vi sono angoli di cabine che funzionano da veri megafoni, vi sono ambienti che dan luogo a casse armoniche, vi sono condutture, tubazioni e lamiere che entrano in risonanza, e così via. Molto si può guadagnare con piccole e non dispendiose attenzioni, compresa quella di utilizzare eventualmente, come smorzatori del suono all'aperto, alberi, siepi, cespugli, ecc.; quando tutto ciò non serva o non basti, rimangono ancora i mezzi di maggior prezzo, gli isolanti antivibratori esterni al trasformatore.

P. L.

GENERATORI - OSCILLATORI.

C. H. Becker descrive e studia in *Annalen der Physik* (29 luglio 1931, X, 5, pagg. 533-557) un **oscillatore a sbarretta d'acciaio**, le cui proprietà sono tali da farlo considerare come un campione di frequenza dell'ordine di 5000 p/s. Elemento essenziale del sistema è una sbarretta composita , di acciaio, che si autoeccita e vibra nel senso longitudinale sotto l'azione di un circuito elettrico a valvole opportunamente disposto. Prove sperimentali hanno dimostrato che l'influenza della temperatura sulla frequenza è valutabile con un coefficiente minore di 10^{-6} per grado, e che, rispettando certe norme non difficilmente realizzabili, quest'ultima rimane indipendente dalle condizioni di lavoro entro il $\pm 10^{-6}$ del suo valore. *P. L.*

IMPIANTI E ACCESSORI RADIOTECNICI.

Con il bollettino n. S 013 (26 febbraio 1932) la *S.I.C.R.A.M.* (Soc. Ital. Comunic. Radio Aeree Marittime) annuncia che l'associata *International Marine Radio Company* ha sviluppato e messo in vendita un tipo di **apparato radiotelefonico per imbarcazioni anche pescherecce,** di prezzo bassissimo. Notevole è il vantaggio del nuovo dispositivo, poichè la maggior parte delle barche da pesca, compresevi quelle per navigazione atlantica, non ha un radiotelegrafista, e solo se la radiocomunicazione diviene telefonica il Comandante stesso può provvedervi da sè, manovrando gli apparecchi, e mantenendo così il contatto con altri naviganti.

Praticamente la portata di queste stazioni è di circa 800 miglia. Una fitta rete se ne sta formando nell'Atlantico, poichè — oltre la cinquantina di navi da pesca del South Wales già equipaggiate con il piccolo ricevitore-trasmettitore radiotelefonico, ed oltre quelle che continuamente vengono accrescendo tale numero — tutti i piroscafi attrezzati dalla I.M.R.C. hanno a bordo, in aggiunta alla installazione telegrafica, la telefonica; della quale anche in questo caso — specie per piccole comunicazioni — si è potuta apprezzare l'utilità. La notevolissima frequenza delle richieste di comunicazioni radiotelefoniche, accusata durante i viaggi atlantici dai piroscafi « Aquitania », « Berengaria », « Majestic », « Leviathan », ecc., così equipaggiati, sta a dimostrare quanto sia opportuno e vantaggioso il nuovo tipo di impianto. *P. L.*

LINEE E CONDUTTURE.

S. Nordström riferisce in *Tekn. Meddelanden Kungl. Telegrafstyrelsen* (1931, n. 3) i vantaggi ottenuti nella trasmissione sul cavo telefo-

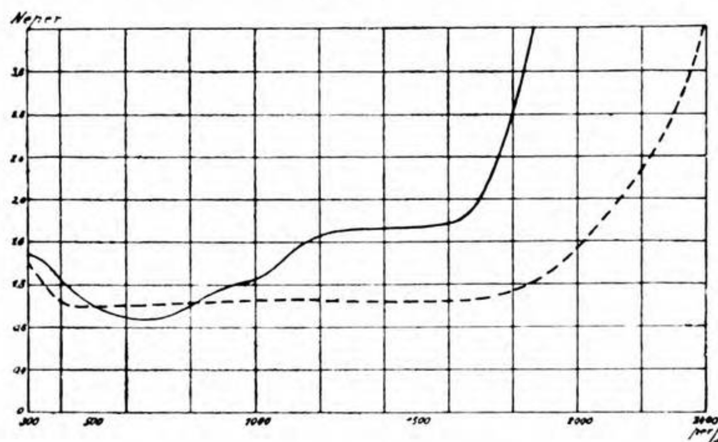


Fig. 1. — Attenuazione in funzione della frequenza.
——— Vecchia pupinizzazione (media) ed amplificatori di vecchio tipo.
— — — — Nuova pupinizzazione (leggera) ed amplificatori di nuovo tipo.

nico Stockholm-Gothenburg (lungo 533 km) in seguito al **cambiamento degli amplificatori e del grado di pupinizzazione.** La distanza fra le bobine è compresa fra 2640 e 2710 m; con il vecchio tipo di pupinizza-

zione il valore dell'induttanza per le bobine dei circuiti reali era 177 mH e per quelle dei virtuali 107 mH. Tenuto anche conto dell'azione dei filtri inseriti negli amplificatori, la frequenza limite era 2400 e la massima praticamente trasmessa 1900. Col passaggio ad una pupinizzazione più leggera (ad es. 76 mH nei circuiti virtuali) si è avuto, come è noto, un aumento di attenuazione, ma questo è stato compensato con una maggiore amplificazione nelle stazioni intermedie. La fig. 1 dà una chiara idea dei vantaggi conseguiti con la trasformazione. *Di.*

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

Fra i problemi inerenti alla televisione non è stata trascurata la **trasmissione delle immagini da pellicole cinematografiche.** Se ne occupa, descrivendo un metodo per realizzarla ed estendendo lo studio al caso degli originali e delle riproduzioni colorate, l'Ives nel *Jour. Optical Soc. Amer.* (gennaio 1931, XXI, pagg. 2-7). Egli ha impiegato come ricevitore un moderno apparecchio per televisione a colori, ed ha utilizzato con uno speciale trasmettitore le più recenti pellicole cinematografiche, marca « Kodacolor ».

Naturalmente, a differenza degli ordinari processi televisivi, questo rende necessario interporre, fra l'avvenimento e la sua osservazione alla stazione ricevente, lo sviluppo fotografico della pellicola, onde si perde la simultaneità fra azione e vista a distanza. Ciò nondimeno, per certe evenienze, la cosa può presentare interesse, poichè anzitutto, anche con tale piccolo ritardo, rimane sempre assicurato un forte vantaggio sul tempo che il trasporto materiale della pellicola richiederebbe; e poi non è da escludere che in un avvenire più o meno lontano gli apparecchi per televisione possano esser chiamati a consentire la ricezione — nelle case private — di spettacoli del tipo di quelli la cui visione è per ora offerta solo direttamente, attraverso gli ordinari dispositivi cinematografici. *P. L.*

*

Per chi voglia conoscere la storia dei tentativi che hanno preparato lo stadio attuale della tecnica in questo campo, non sarà priva di interesse la riesumazione che la rivista *Electrical Communication* (luglio 1931, X, 1, pagg. 34-35, 2 figure) fa di una **precoce proposta in materia di televisione e trasmissione delle immagini.** Si tratta della descrizione originale con la quale gli ingegneri J. L. Mc Quarrie e W. W. Cook resero conto di un loro ritrovato nel 1902, trenta anni or sono, quando non ancora si traeva profitto, per queste applicazioni, dalle cellule fotoelettriche, dalle lampade al neon, dagli amplificatori a triodi.

Nel complesso trasmittente l'originale veniva esplorato attraverso un forellino che ne percorreva tutta la superficie con un rapidissimo movimento a spirale, entro circa un sesto di secondo. Un elemento a selenio traduceva le variazioni di intensità luminosa in variazioni di corrente elettrica, e questa nell'apparecchio ricevente comandava, col tramite di uno specchietto mobile, la posizione di un pennello di luce; dal quale, attraverso una finestrella chiusa da apposito prisma, veniva così illuminato più o meno l'interno di una camera scura. L'osservazione di un tale susseguirsi di luci ed ombre, per mezzo di un forellino animato da moto identico a quello del trasmettitore, doveva consentire la visione dell'originale.

Lo schema, comunque oggi ci possa apparire rudimentale, realizzava già le idee fondamentali dei dispositivi pratici più recenti.

P. L.

-- LIBRI E PUBBLICAZIONI --

O. F. Röthy. — *Moderne Mehrgitterröhren* - (*Moderni tubi a più griglie*) - 2ª edizione. — Un volume di 200 pagine, con 140 figure nel testo, e 8 tab. — Ediz. Fiba - Lipsia e Vienna, 1930. — Prezzo: 3,50 marchi.

Spiegato nella prima parte il funzionamento dei tubi elettronici a griglia-schermo e a più griglie (pentodi), nella seconda parte sono trattate le applicazioni di questi agli apparati riceventi, con ampie notizie sulla costruzione di ricevitori alimentati mediante batterie, o mediante la rete a c. a. oppure a c. c.

*

R. T. Beatty. — *Radio Data Charts.* — Una serie di abbachi per i più importanti calcoli che intervengono nel progetto dei ricevitori. — Un fascicolo di 82 pagine, in 8°. — Edit. Iliffe e Sons - Londra, 1930. — Prezzo: 4 s, 6 d.

Raccolta di 27 abbachi, periodicamente pubblicati nel *The Wireless World,* atti a risolvere le operazioni di calcolo che più frequentemente si incontrano nel progetto di circuiti radioelettrici: relazioni tra frequenze e lunghezze d'onda, calcolo di reattanze, frequenze di risonanza, resistenze, induttanze, ecc.

Le diverse tavole sono corredate di ampie delucidazioni e di figure illustrative.

*

E. Rossi. — *La telegrafia e la telefonia senza fili.* — Volume primo - Corso preparatorio di elettricità. - Firenze - Ed. Bemporad. - Volume in 16°, di pagine 215, con 222 figure, legato. — Prezzo: L. 10.

Libretto elementare, contenente quei fondamentali concetti di elettrotecnica generale, necessari a chi intende occuparsi di radiotecnica.

In complesso bene ordinato, e proporzionato nelle varie parti. Tuttavia in alcuni punti eccessivamente sommario, come ad es. là dove espone i concetti di valore efficace, potenza in corrente alternata, ecc.: concetti di troppa fondamentale importanza per essere sorvolati in un corso pure elementare.

*

[S.I.R.T.I.]. — *La rete dei cavi telefonici interurbani in Italia.* — Milano - Società Italiana Reti Telefoniche Interurbane, 1931. — Un volume di cm 22 × 30, di 100 pagine, con 97 figure ed alcune carte geografiche, schemi e diagrammi fuori testo.

Recentemente, in occasione dell'inaugurazione della rete telefonica sotterranea dello Stato (28 ottobre 1931), la S.I.R.T.I. ha raccolto

in una bella ed interessante pubblicazione alcune note sulla telefonia interurbana ed internazionale in Italia.

Il lavoro con cui il volume si inizia (G. PESSION e C. G. DI PIRRO) tratta lo sviluppo della rete telefonica interurbana nazionale; la cui storia viene suddivisa in due parti dalla posa del primo importante cavo sotterraneo, il cavo ad Y Torino-Milano-Genova. Gli studi per questo, iniziati alla fine della guerra, si giovarono dei progressi che si eran venuti realizzando nel frattempo nel campo della telefonia a grande distanza, ed in particolare dell'applicazione degli amplificatori termoionici; onde il detto collegamento, come poi gli altri successivi, potè già essere progettato col criterio moderno ed economico dei conduttori di piccolo diametro (0,9 e 1,3 mm). Molto interessanti — fra gli altri — appaiono i criteri, riferiti dagli AA, per risolvere il grave problema delle previsioni di sviluppo del traffico, tanto per questo tronco quanto per i successivi della rete nazionale. Dall'anno 1925, dal quale datano la concessione per parte dell'Amministrazione P. T. T. di tutti gli impianti urbani e di alcuni degli interurbani a cinque Società di Zona, e la costituzione dell'Azienda Telefonica di Stato con il compito di gestire le linee governative e di sovraintendere all'attività delle Società predette, la rete interurbana in cavi si è venuta rapidamente estendendo; essa sarà compiuta per il gennaio 1935, epoca nella quale, dovendone esser pronta per l'attivazione l'estrema parte siciliana, i più importanti centri d'Italia potranno in modo sicuro conversare fra di loro e con tutto il mondo.

Del servizio internazionale si occupa la seconda monografia (P. E. ERIKSON), nella quale viene esaminato, dal punto di vista storico e sotto l'aspetto delle previsioni, il problema del coordinamento dei servizi telefonici dei singoli Paesi, allo scopo delle intercomunicazioni fra di essi; il Comitato Consultivo Internazionale (C. C. I.), che si è riunito per la prima volta a Parigi nel 1924 e che raccoglie ora rappresentanti di 35 nazioni, si aduna ogni anno col compito di discutere l'organizzazione, uniformare le direttive, centralizzare i dati tecnici e statistici a tal fine. Intensissimo è stato il ritmo di sviluppo nel dopoguerra degli impianti interurbani europei, essendo essi saliti dai 3000 km di cavo (230.000 km di bicoppie) del 1919, ai 45.000 km (5.000.000 km di bicoppie) della fine del 1930, cui si aggiungono 4000 km (50.000 km di bicoppie) di cavi telefonici sottomarini. E preziosissimo ausilio hanno portato alla telefonia le radio-trasmissioni; il cui sviluppo, salendo dai 5000 km dell'unico collegamento radiotelefonico transatlantico esistente nel 1927, ai 200.000 km (+ 120.000 km in costruzione ed in istudio) del marzo 1931, ha consentito alle varie reti continentali di completarsi in una rete mondiale, mentre ha aggiunto anche la possibilità di allacciamento a transatlantici in navigazione ed a treni in marcia. Ma ancora le organizzazioni telefoniche europee non dispongono dell'abbondanza di collegamenti ch'è stata invece già realizzata in America; ove l'82 per cento delle comunicazioni a grande distanza si riesce ad ottenere in così breve tempo, che l'abbonato chiamante non ha bisogno di riappendere il ricevitore prima di poter conversare col corrispondente richiesto.

Molti particolari sulla rete telefonica nazionale sono forniti dal terzo e dal quinto lavoro; quello occupandosi della esecuzione pratica della rete stessa, questo (C. G. DI PIRRO) della sua costituzione dal punto di vista dei tipi dei circuiti, e delle caratteristiche inizialmente prestabilite e definitivamente ottenute. L'esigenza degli impianti telefonici a lunga distanza, di essere progettati e costruiti come un tutto unitario ed armonico fin nei minimi particolari, ha dato luogo anche in Italia,

come altrove, alla creazione di un organismo apposito, la Società Italiana Reti Telefoniche Interurbane (S. I. R. T. I.), della quale fan parte le Società Pirelli di Milano, V. Tedeschi e Ceat di Torino, la International Standard Electric Corp. e la Soc. Siemens e Halske di Berlino. Per opera di questo Ente sono stati installati e sono in corso di installazione 4300 km di cavi (con 2.400.000 km di conduttori), 100.000 bobine Pupin, 60 stazioni amplificatrici, 3000 amplificatori, utilizzando sempre i frutti della più recente e progredita tecnica telefonica interurbana del mondo intero. Dei brillanti risultati raggiunti fa fede il paragone assai favorevole che, in base alle referenze delle monografie, ogni lettore può istituire fra le prescrizioni di capitolato ed i valori praticamente ottenuti per ciascuna delle caratteristiche elettriche dei circuiti (squilibri di resistenza, resistenza di isolamento, costante di attenuazione, diafonia, ecc.). La rete nazionale riesce quindi perfettamente idonea al suo scopo, e risponde ai criteri più moderni in fatto di impianti del genere. A tale intento hanno strettamente collaborato il R. Istituto Sperimentale delle Comunicazioni Sezione P.T.T. e l'Azienda Telefonica di Stato, assistiti da un'apposita Commissione Reale, con la S.I.R.T.I., che può contare sulla estesa e profonda esperienza delle sue consociate.

Il quarto lavoro descrive la fabbricazione dei cavi destinati alla telefonia interurbana. Esso è documentato con fotografie provenienti da stabilimenti diversi, le quali riproducono particolari costruttivi e stadi di lavorazione; ed accompagna il cavo nel suo allestimento, dalla scelta delle materie prime alle misure e verifiche sulle singole bobine finite.

L'utilizzazione più larga delle reti telefoniche in cavo costituisce l'oggetto della sesta ed ultima monografia (F. LUESCHEN); la quale passa in rivista i vari usi a cui una rete può esser chiamata in campi nuovi, onde è bene siano tenuti presenti nello stabilire le caratteristiche di essa. Si tratta della telefonia a due bande (che consente di ottenere su un circuito a 2 fili con pupinizzazione e amplificazione, la medesima stabilità che si ottiene su un circuito a 4 fili), della telegrafia infraacustica e di quella armonica (sovrapponibili su circuiti contemporaneamente impiegati per comunicazioni telefoniche), della telescrittura (con macchine analoghe alle comuni per dattilografia, ma comandabili a distanza attraverso collegamenti telefonici), della trasmissione delle immagini e di quella dei programmi di radiodiffusione (con esigenze assai rigorose per il vasto campo di frequenze interessato dalla voce umana e dalla musica strumentale). Quanto alla eliminazione delle influenze reciproche, mentre le trasmissioni multiple effettuate sul medesimo circuito rendono necessario un impiego attento di filtri, le trasmissioni svolgentisi su circuiti separati ma entro lo stesso cavo richiedono, oltre che speciali accorgimenti preliminari nella fabbricazione di questo, un bilanciamento accuratissimo delle capacità fra conduttori.... « E' da prevedersi — conclude l'A — che in un non lontano futuro il pensiero, gli scritti, le immagini e la stessa visione, potranno esser trasmessi senza limiti di distanza, dall'uno all'altro punto del globo. La rete italiana, per la posizione geografica della Penisola, per le millenarie tradizioni di civiltà del suo popolo, costituisce un elemento essenziale della rete mondiale, ed è soddisfacente constatare che la stessa è stata predisposta, per unicità di intenti, larghezza di vedute, e sicura previsione del futuro, in modo tale da lasciare adito ad ogni ulteriore sviluppo ».

P. L.

BREVETTI (*)

Schema per la costituzione di stadi ad alta potenza nei trasmettitori ad onda corta.

Brevetto italiano n. 281414 (Telefunken A. G. Berlino). - Patente dal 23-2-1929. - Pubblicato il 13-1-1931. - Diritto di priorità dal 3-3-1928.

E' nota la grandissima difficoltà di costituire, nei trasmettitori ad onda corta, stadi di altissima potenza: la messa in parallelo di più tubi elettronici presenta l'inconveniente che le capacità interne concentrate fra griglia e filamento dei singoli tubi si sommano così che la capacità totale in breve diventa assai elevata, e di conseguenza la neutralizzazione di essa diventa difficilissima, se non talvolta praticamente impossibile. Secondo il ritrovato conviene installare vari stadi *E* di potenza, separati e facilmente neutralizzabili, tutti alimentati in fase ed in parallelo dallo stadio precedente *S*, mediante le linee elettriche *L* a costanti distribuite; gli stadi *E* a loro volta alimentano in parallelo l'antenna attraverso analoghe linee *Z*, come si vede in fig. 1, oppure alimentano separatamente le singole antenne *A*, come risulta in figura 2. E' necessario che le lunghezze elettriche dei collegamenti fra lo stadio *S* ed i singoli stadi *E* siano tutte uguali, occorre inoltre che nei punti di attacco e di derivazione siano assolutamente evitate tutte le riflessioni dell'energia elettrica. *M. S.*

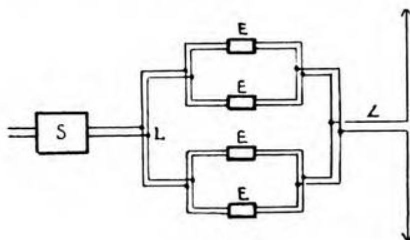


Fig. 1.

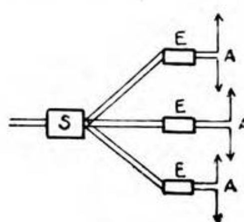


Fig. 2.

(*) A metà del mese di marzo la pubblicazione dei brevetti italiani si estendeva fino al settembre 1931. Naturalmente, quando si tratta di brevetti stranieri, la priorità ad essi riconosciuta può essere di parecchio anteriore. Alla stessa epoca i più recenti brevetti, rilasciati in Inghilterra ed in Germania, e consultabili presso l'Ufficio della Proprietà Intellettuale Italiana, erano quelli pubblicati nei suddetti Paesi anteriormente al 31-12-1929. n. d. r.

Schema di manipolazione di trasmettitori a tubi elettronici.

Brevetto italiano n. 282269 (Telefunken A. G. Berlino). - Patente dal 25-6-1929. - Pubblicato il 6-1-1931. - Diritto di priorità dal 20-6-1928.

Il brevetto concerne un sistema, il quale, in contrapposto a quelli finora noti, permette di manipolare i trasmettitori a tubi elettronici direttamente sugli stadi ad alta potenza, pur disponendo di una potenza esigua di manipolazione e pur mantenendo di bassa potenzialità, e quindi di poco costo, i tubi manipolatori di comando. Le figg. 1 e 2

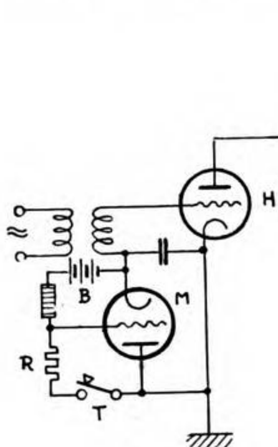


Fig. 1.

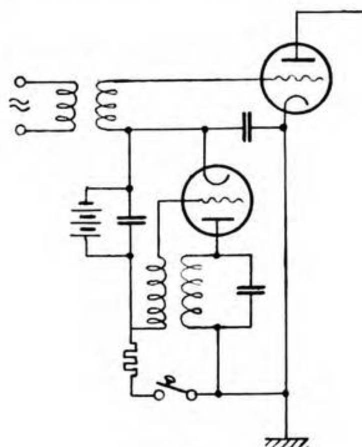


Fig. 2.

rappresentano rispettivamente lo schema per la telegrafia semplice, e quello per la telegrafia a modulazione acustica. Sostanzialmente la manipolazione ha luogo sulla corrente di griglia del tubo *H* di potenza, per tramite del tubo manipolatore *M* di comando. I vantaggi suaccennati sono realizzati introducendo l'organo manipolatore *T* (ad es. un relais) nel circuito griglia-anodo del tubo manipolatore: si ottiene così pure il notevole vantaggio di portare l'organo manipolatore al potenziale di terra. La regolazione del sistema si ottiene variando la resistenza *R* inserita in serie coll'organo manipolatore *T*: varia così la tensione alla griglia del tubo manipolatore, all'emissione del segnale.

M. S.

Perfezionamenti agli impianti di antenne direttive.

Brevetto italiano n. 287001 (Marconi Wireless Co. Londra). - Patente dal 26-12-1928. - Pubblicato il 2-6-1931. - Diritto di priorità dall'11-2-1928 [1].

Sono noti i tipi d'aerei direttivi, muniti di riflettore, costituiti da numerosi elementi unifilari, disposti in piani verticali, oppure su una

---

[1] Corrispondente al brevetto inglese n. 311499 (Franklin), patente dall'11-2-1928, pubblicato il 13-5-1929, e al brevetto francese n. 668678 (Marconi), patente dall'11-2-1928, pubblicato il 5-11-1929.

superficie cilindro-parabolica verticale. I fili riflettenti sono disposti in posizione tale che le correnti, in essi indotte per effetto dell'irradiamento degli elementi principali alimentati, abbiano il valore e la fase giusta, affinchè l'irradiamento secondario prodotto dal riflettore si sommi con quello principale per dare un aumento di campo nella direzione antistante, ed una diminuzione nella direzione retrostante al riflettore. In figura 1 è rappresentato uno di questi elementi, a mo' di esempio. Il campo e. m. totale retrostante non è mai nullo a causa

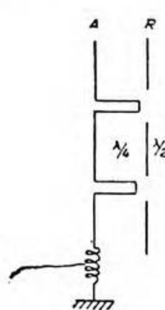


Fig. 1.

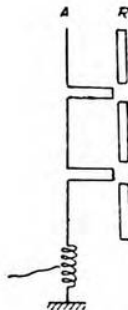


Fig 2.

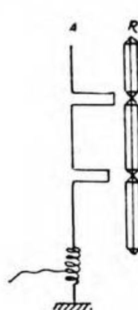


Fig. 3.

della resistenza ohmica del riflettore, e si dimostra che esso sarà tanto minore quanto minore è il rapporto tra l'induttanza e la resistenza di irradiamento, relativo al filo riflettente. Per diminuire tale rapporto è vantaggioso costituire gli elementi a forma di gabbia o di rete come si vede nelle figg. 2, 3, ad es. Si realizza così un notevole secondo vantaggio: il sistema direttivo mantiene le sue caratteristiche per un campo di frequenze assai più largo, intorno alla frequenza base, per la quale esso fu commisurato e regolato. In considerazione di questa proprietà è opportuno perciò foggiare a gabbia o a rete anche gli stessi elementi irradianti principali.

M. S.

Sistema di trasmissione di immagini specialmente su onde corte.

Brevetto italiano n. 288903 (Telefunken A. G. Berlino). - Patente dal 14-4-1930. - Pubblicato il 26-9-1931. - Diritto di priorità dal 20-4-1929.

Sono noti i procedimenti di trasmissione delle immagini in cui la modulazione del radiotrasmettitore non viene effettuata direttamente dalle correnti fotoelettriche, ma bensì da una frequenza portante ausiliaria, a sua volta modulata dagli impulsi fotoelettrici. Nel modo più semplice ciò si ottiene interrompendo ritmicamente o il fascio luminoso d'esplorazione, oppure il circuito elettrico della fotocellula. Le correnti che servono a modulare il trasmettitore sono rappresentate ad es. in fig. 1 dove l'intervallo *H* corrisponde ad un tratto bianco della immagine, mentre l'intervallo *D* corrisponde ad un tratto nero. Si osserva che il trasmettitore è mal sfruttato: specie nella trasmissione su onde corte, i tratti inattivi *n* sono molto larghi a causa del noto fenomeno di diffusione dei segnali. Il concetto dell'invenzione sta nello sfruttare questi intervalli per effettuare un'altra o più altre trasmis-

sioni d'immagini indipendenti : basterà ad es. regolare opportunamente le fasi dell'esplorazione della seconda immagine rispetto alla prima. Il brevetto descrive pure i dettagli delle apparecchiature, nei riguardi della trasmissione e della ricezione. In fig. 2 è rappresentato un dispositivo di trasmissione : *L* sono le sorgenti luminose, *B* i cilindri portaimma-

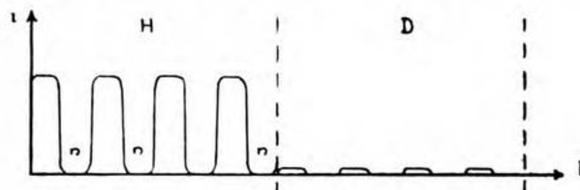


Fig. 1.

gini, *P* le cellule fotoelettriche, poste in parallelo ; i fasci luminosi vengono opportunamente intercettati dal disco forato *S*, mosso sincronicamente coi cilindri *B*. Lo stesso complesso sta alla ricezione : basta sostituire alle sorgenti *L* due dispositivi di modulazione luminosa (ad

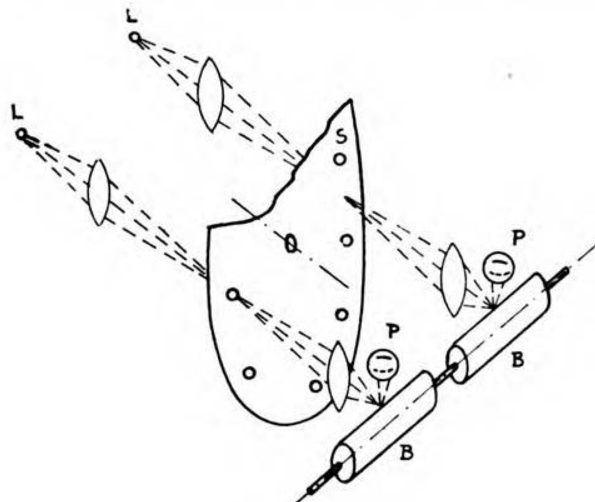


Fig. 2.

es. cellule Kerr, galvanometri a filo, ecc.) comandati elettricamente in parallelo dalle correnti demodulate ricavate alla uscita del ricevitore. Sono pure descritti vari sistemi per l'esatta messa e correzione di fase dei cilindri riceventi. Il sistema è pure applicabile a tutti gli altri noti procedimenti sia di trasmissione d'immagini, sia di radiovisione.

M. S.

Produzione di onde ultracorte.

Brevetto italiano n. 288976 (Prof. Dr. A. Esau, Jena). - Patente dal 22-4-1930. - Pubblicato il 30-9-1931. - Diritto di priorità dal 25-7-1929 (1).

Il brevetto concerne un perfezionamento del noto sistema Barkhausen a « campo di frenamento » per la produzione di onde dell'ordine di decimetri. Si realizza un notevole aumento di potenza utilizzando un tetrodo anzichè un triodo e disponendo agli attacchi degli elettrodi due circuiti oscillanti chiusi, uno inserito fra l'anodo e la griglia

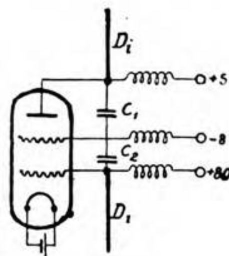


Fig. 1.

esterna, l'altro fra la griglia esterna e la griglia interna. I fili irradianti vengono connessi l'uno all'anodo, l'altro alla griglia interna (fig. 1). La griglia interna viene portata ad un'elevata tensione positiva sia rispetto all'anodo, sia rispetto al filamento, mentre la griglia esterna viene resa leggermente negativa. Ulteriori notevolissimi aumenti di potenza si ottengono disponendo più tetrodi in parallelo, mantenendo lo schema ora descritto. *M. S.*

Eliminazione degli effetti di retroazione acustica negli apparecchi dotati di altoparlanti e microfoni ad alta sensibilitá.

Brevetto italiano n. 284754 (Telefonaktiebolaget L. M. Ericsson, Stoccolma). - Patente dal 3-10-1929. - Pubblicato il 3-4-1931. - Diritto di priorità dal 12-10-1928.

Negli apparecchi dotati contemporaneamente di altoparlanti e di microfoni di alta sensibilità, ad esempio nei così detti apparecchi telefonici primari, spesso l'altoparlante reagisce sul microfono occasionando disturbi nel collegamento. I disturbi provengono principalmente dalla diretta propagazione (attraverso i sostegni) delle vibrazioni meccaniche prodotte dall'altoparlante, specie se questo è, come usualmente, del tipo a tromba. L'inconveniente può venir eliminato, secondo il ritrovato, costituendo l'altoparlante di una sola membrana circolare, preferibilmente conica, molto ampia, e sostenuta soltanto al centro, mentre l'orlo circolare viene semplicemente appoggiato ad un disco di mate-

(1) Corrispondente al brevetto germanico 505607, Cl. 21 a 4, Gr. 9, patente dal 26-7-1929, pubblicato il 27-8-1930.

riale cedevole, ad esempio di feltro. Contemporaneamente è opportuno far reggere il congegno di comando elettrico dell'altisonante da materiale elastico, e racchiuderne l'insieme in una cassa di materiale antivibratorio. I microfoni possono invece venir racchiusi, insieme con gli altri organi di comando, in una cassa metallica sottoposta alla precedente.

M. S.

Sistema ricevente anti-fading.

Brevetto germanico n. 513952, Cl. 21 a 4, Gr. 22 (Radio Corporation of America). - Patente dal 29-8-1925. - Pubblicato l'8-12-1930. - Diritto di priorità dal 19-6-1925.

La Radio Corporation si è particolarmente specializzata nei perfezionamenti del « diversity system », da essa ideato per la eliminazione del ben noto effetto di fading, eliminazione assolutamente necessaria per effettuare buoni collegamenti radiotelegrafici e soprattutto radiotelefonici. Come noto, il sistema si fonda sul principio di captare l'energia mediante varii aerei separati nello spazio, provocando così il funzionamento di più ricevitori, le cui uscite vengono messe in parallelo. Uno dei perfezionamenti più recenti è il seguente (fig. 1).

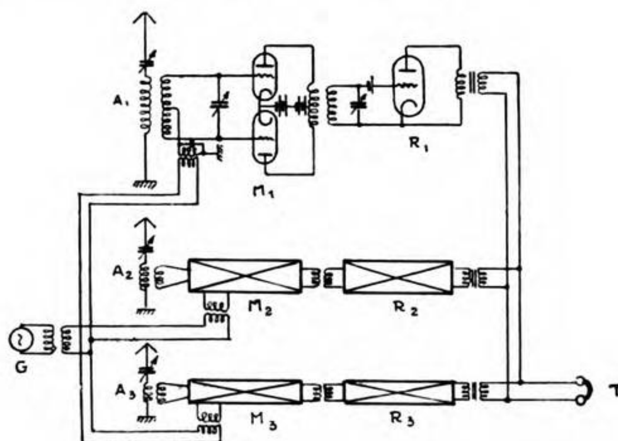


Fig. 1.

Le correnti captate dalle antenne A_1, A_2,... vengono modulate negli stadi M_1, M_2,... da una bassa frequenza fornita da un unico generatore G. A valle dei rettificatori R_1, R_2,... le alte frequenze rimangono eliminate, mentre restano attive soltanto le basse frequenze provenienti dalla modulazione. E' perciò evidente che tali correnti, suscitate da una unica fonte, sono tutte esattamente in fase, eppertanto possono venir messe in parallelo senza alcun complicato dispositivo variatore di fase. Al telefono T agirà quindi la somma delle correnti di bassa frequenza.

M. S.

Apparecchio per la riproduzione dei suoni registrati su pellicole.

Brevetto italiano n. 288470 (Compagnia Generale di Elettricità, Milano). - Patente dal 29-3-1930. - Pubblicato il 9-9-1931. - Diritto di priorità dal 29-3-1931 (S.U.A., Charles L. Heisler).

Il brevetto concerne un apparecchio perfezionato per la riproduzione dei suoni registrati su pellicole di tipo cinematografico. I meccanismi sono congegnati in modo da fornire alla pellicola una velocità rigorosamente costante per il tratto in cui viene effettuata la riproduzione sonora. I singoli congegni sono inoltre combinati così da essere assai facilmente smontabili e da permettere un'agevole regolazione, e sopra tutto da evitare con ogni cura il menomo deterioramento della pellicola.

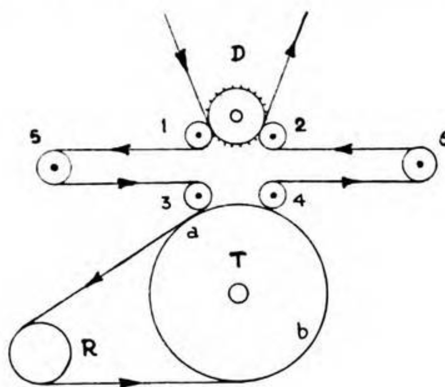


Fig. 1.

La pellicola viene posta in moto sia dalla ruota a denti *D*, sia dal tamburo *T*, e per mezzo delle pulegge folli 1-6 compie il percorso indicato in figura 1. Quest'ultimo è tale che la pellicola si adagia, senza strisciamento, sul tamburo *T* in due tratti *a*, *b*, di lunghezza molto diversa; fra questi è interposto il rinvio *R*, presso il quale sono sistemati gli organi per la riproduzione sonora. Il tamburo *T*, dotato di volano, è comandato dallo stesso motore che comanda anche la ruota dentata *D*; ma la trasmissione permette scarti relativi nella velocità del tamburo rispetto alla velocità della ruota dentata. Tali scarti avvengono in funzione della tensione della pellicola, e sono comandati dalle posizioni delle pulegge 5 e 6 portate da opportune leve controbilanciate da molle. L'organo di presa consiste in una cellula fotoelettrica contenuta nell'interno del rinvio *R*, foggiato a scatola metallica cilindrica, assai facilmente smontabile. Attraverso un foro nella scatola, la luce fornita da una sorgente, e proiettata da un sistema ottico sopra la parte registrata della pellicola, colpisce la cellula fotoelettrica, generando le correnti acustiche, le quali vengono nei modi noti sfruttate per la riproduzione sonora. *M. S.*

-- NUOVI APPARECCHI --

Generatore a battimenti per frequenze da 30 a 10.000 per./sec.

(costruito dalla Ditta Allocchio Bacchini & C. - Milano)

Nei moderni laboratori telefonici e radiotecnici, è opportuno disporre di un generatore di corrente a frequenza musicale di cui sia possibile variare con continuità la frequenza per tutta la gamma acustica, e cioè da 30 a 10.000 p./s. circa. Mediante tale generatore è possibile eseguire numerosissime misure: ad esempio, il rilievo delle caratteristiche di responso degli amplificatori, ed in particolare dei trasformatori di bassa frequenza, quello delle linee telefoniche, ecc.; col concorso di un generatore campione, per alta frequenza, si rilevano anche le curve di responso dei radioricevitori. I requisiti che un tale generatore deve possedere sono: facilità di coprire la gamma acustica con il minimo possibile di manovre; costanza della tensione generata per tutta la gamma suddetta; percentuale di armoniche relativamente bassa e pure pressochè costante. A tali requisiti risponde abbastanza bene il cosiddetto generatore a battimenti.

Il generatore per frequenze acustiche tipo GB è precisamente del tipo a battimenti; esso utilizza le oscillazioni di due generatori a valvola che producono radiofrequenze differenti, e che alimentano uno stesso triodo rettificatore. Le correnti alternate nel circuito anodico di questo hanno una frequenza uguale alla differenza delle due frequenze originarie.

Per ottenere che tale differenza sia variabile, uno dei due generatori oscilla con frequenza costante, mentre l'altro può generare delle oscillazioni di frequenza diversa, regolabile per mezzo di uno degli elementi del circuito oscillante e precisamente della capacità. Allo scopo di evitare la sincronizzazione degli oscillatori quando le due oscillazioni hanno frequenza pressochè eguale, gli oscillatori stessi sono schermati, e per di più il loro accoppiamento al triodo rettificatore è fatto a mezzo di uno speciale ponte di resistenze.

Le ampiezze delle oscillazioni generate sono diverse affinchè il triodo rettificatore funzioni per una percentuale di modulazione relativamente bassa, ciò che evita in esso la produzione di armoniche. Inoltre la percentuale originaria di armoniche è mantenuta entro limiti ristretti facendo sì che gli oscillatori forniscano a loro volta una corrente praticamente sinusoidale; tale percentuale tende ad aumentare per le frequenze basse, ma non supera il 10 per cento.

Nel circuito anodico del rettificatore un adatto filtro impedisce alle correnti di alta frequenza di passare nei circuiti utilizzatori. Al rettificatore fa seguito uno stadio amplificatore di bassa frequenza ad

esso accoppiato per mezzo di un sistema a resistenze e capacità, ciò che assicura un comportamento lineare. Il circuito anodico dell'am-

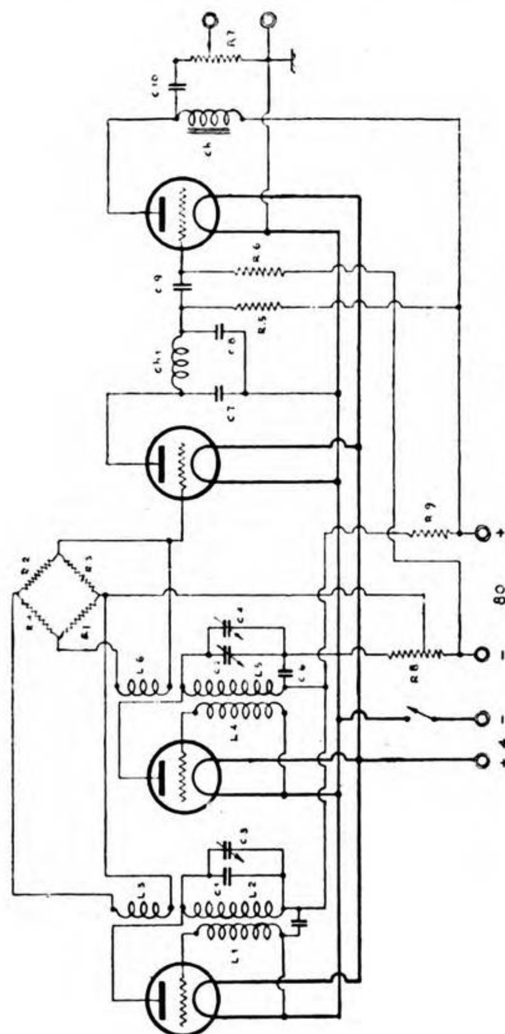


Fig. 1. — Schema del generatore acustico a battimenti.

plificatore contiene una elevata impedenza con ferro, shuntata da una capacità in serie con un potenziometro di grande resistenza; il cursore mobile di questo è connesso al circuito utilizzatore.

La fig. 1 mostra lo schema del generatore; ed i diagrammi delle figg. 2 e 3 pongono in rilievo: la costanza della tensione generata con

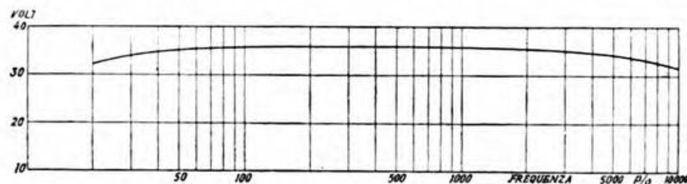


Fig. 2. — Tensione d'uscita del generatore a battimenti (a vuoto).

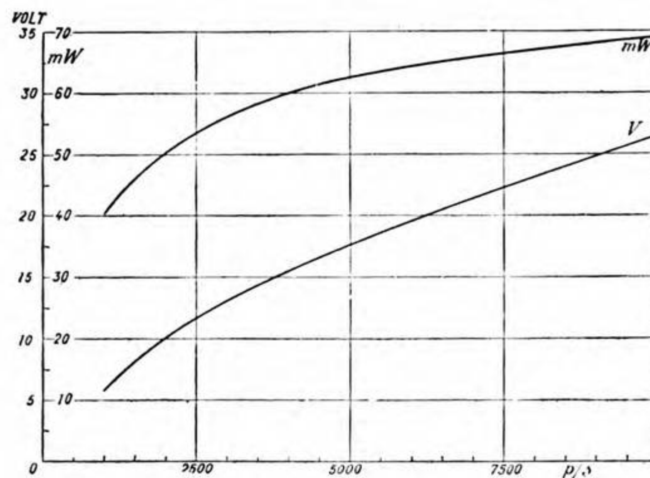


Fig. 3. — Caratteristiche del generatore a battimenti.

il variare della frequenza, quando l'apparecchio funziona a vuoto; il variare della tensione e della potenza fornite, quando il circuito utilizzatore abbia una resistenza compresa fra 1000 e 10.000 ohm circa.

-- INFORMAZIONI E NOTIZIE --

Radio Coltano. — La Direzione Generale delle Poste e dei Telegrafi, riscattata dalla Società Italo Radio, durante il corso del 1929, la stazione di Coltano, che le era stata ceduta in uso in forza di speciale convenzione nel 1924-25, ne decideva la trasformazione in Centro radiomarittimo di media e grande portata. A tal uopo venivano sistemati nella stazione trasmittente di Coltano due trasmettitori ad onda corta tipo Marconi ad emissione stabilizzata, e trasmettitori ad onda media tipo R. Marina. La stazione di Nodica, posta a circa 20 km in linea d'aria da quella di Coltano, veniva trasformata in Centro ricevente duplex, sistemandovi ricevitori ad onda corta e media del tipo più moderno e provvedendola di collegamenti celeri con Roma e con i centri commerciali di Genova, Livorno, Trieste e Napoli.

I trasmettitori Marconi sistemati a Coltano derivano direttamente da quelli impiegati nelle stazioni a fascio inglesi. Ognuno di essi comprende: un oscillatore-pilota tipo speciale Franklin, tre magnificatori intermedi ed un magnificatore di potenza. Gli oscillatori-pilota sono costituiti da un oscillatore propriamente detto (drive) collegato con stadi moltiplicatori di frequenza e stadi amplificatori. Ogni complesso stabilizzatore comprende in totale 13 triodi di piccola potenza di vario tipo collegati fra loro con circuiti speciali neutralizzati a ponte e contenuti in cassette accuratamente schermate. Essi permettono la stabilizzazione della frequenza generata entro i limiti di 1 unità su 25.000 e la variazione a volontà della frequenza di base fino al 2 % in più od in meno di quella di servizio.

Il primo e secondo magnificatore intermedio sono costituiti ognuno da un triodo del tipo ordinario per stazioni trasmittenti, ed il terzo magnificatore da due triodi di maggior potenza collegati con circuito a ponte; finalmente il quarto magnificatore è costituito da due triodi ad anodo raffreddato con circolazione di petrolio (triodi Marconi C.A.T. 2). La potenza normalmente immessa in quest'ultimo stadio è di circa 20 kW.

La segnalazione è fatta per mezzo del sistema « ad assorbimento »; apposito circuito costituito da due triodi modulatori con anodo raffreddato a circolazione di petrolio (tipo Marconi C.A.M. 2), devia l'alimentazione di alta frequenza attraverso speciali resistenze durante gli spazi della segnalazione. I triodi assorbitori sono resi conduttivi o non conduttivi a seconda che il loro potenziale di griglia è reso positivo o negativo dal giuoco dei relais di segnalazione, agenti su speciale circuito pre-assorbitore, con triodi di piccola potenza.

Il magnificatore di potenza da 20 kW è accoppiato all'antenna di emissione mediante alimentatore (feeder) del tipo tubolare Marconi. Ciascun alimentatore consiste in due tubi concentrici di rame, di cui quello esterno è messo a terra, mentre quello interno è isolato dall'esterno mediante isolatori spaziatori di porcellana. L'accoppiamento del feeder all'antenna è fatto per mezzo di cassette stagne contenenti un auto-trasformatore. Le antenne e gli alimentatori vengono regolati

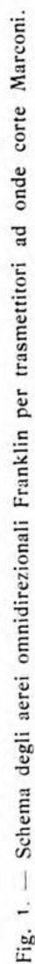


Fig. 1. — Schema degli aerei omnidirezionali Franklin per trasmettitori ad onde corte Marconi.

Feeder

Sistema delle terre

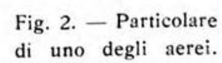


Fig. 2. — Particolare di uno degli aerei.

in modo che il sistema agisca come un puro carico ohmico, così da non dar luogo ad onde riflesse. L'impedenza risultante del feeder è dell'ordine dei 70 ohm.

Ognuno dei due trasmettitori di Coltano è regolato per emettere due onde stabilizzate, cosicchè la stazione trovasi in condizioni di eseguire segnalazioni con le onde di servizio di metri 16,9 , 23,4 ,

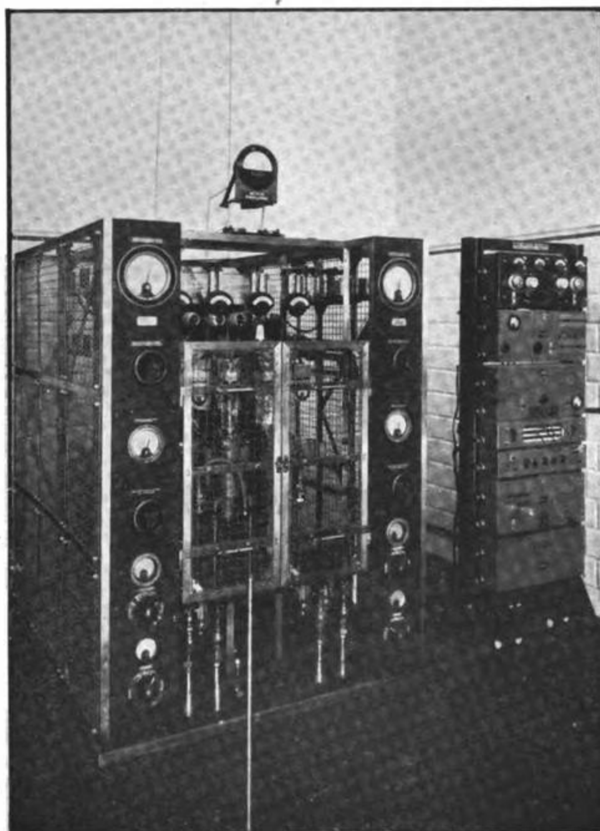


Fig. 3. — Apparecchiatura di modulazione r.t.f. nella trasmittente di Coltano.

35,8 , 45,1, tutte scelte nelle gamme assegnate ai servizi mobili. Ad ognuna di tali onde corrisponde una speciale antenna trasmittente, cosicchè le antenne ad onde corte di cui dispone la stazione di Coltano sono in numero di quattro. Esse (fig. 1) sono sostenute da una draglia in cavo d'acciaio passante per la sommità di due torri a traliccio senza stralli (tipo Savigliano) alte 61 m. Le antenne (fig. 2) sono tutte del cosiddetto tipo « uniforme », a greca, per ottenere la soppressione di

una delle alternanze di oscillazione ed irradiare i segnali in modo che la radiazione massima si verifichi su una direzione formante un angolo da 5° a 15° con l'orizzonte.

I filamenti del complesso stabilizzatore di Franklin sono accesi con batteria di accumulatori e le tensioni anodiche occorrenti nei vari stadi del complesso stesso sono fornite da apposito gruppetto convertitore a c. c. da 200/500 V e 0,5 A; i filamenti di tutti gli altri triodi costituenti i quattro magnificatori principali e l'assorbitore sono accesi mediante un gruppo convertitore a c. c. atto ad erogare 200 A alla tensione di 25 V. Tutte le macchine anzidette sono alimentate con corrente continua a 110 V e sono in doppio. Le tensioni negative di griglia sono ottenute per mezzo di apposite batterie.

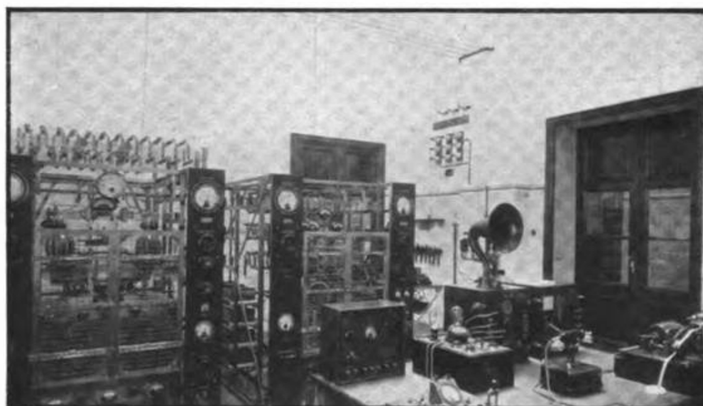


Fig. 4. — Apparati di controllo e registrazione a macchina nella trasmittente di Coltano.

La tensione anodica occorrente ai quattro stadi magnificatori ed all'assorbitore è provveduta mediante dinamo ad alta tensione di costruzione inglese (Newton-Broths) da 50 kW, che possono fornire tensione massima di 10.000 V. Le dinamo sono in numero di tre (una di riserva) ed ognuna di esse è accoppiata direttamente ad un motore asincrono alimentato con tensione stradale trifase 220 V, 50 per./sec.

Tutto il servizio telegrafico e radiotelegrafico è accentrato presso la stazione ricevente di Nodica. Essa è collegata telegraficamente all'ufficio telegrafico di Pisa ed alla centrale trasmittente di Coltano, mediante un cavo sotterraneo a 12 coppie, cosicchè da Nodica sono manipolati normalmente i vari trasmettitori. La ricezione ad onda corta è fatta mediante quattro ricevitori del tipo più moderno, ognuno collegato ad uno speciale aereo mediante linea a feeder tubolare. Dei quattro aerei, uno è del tipo aperiodico e gli altri tre sono del tipo uniforme a greca, sintonizzati rispettivamente per le onde di ascolto dai piroscafi (m 17,9 , 23,5 , 35,3), ciò che rende possibile la ricezione simultanea di quattro trasmissioni ad onda corta lontane e, contemporaneamente, l'emissione da Coltano con altre due onde di servizio.

Recentemente, il Centro è stato dotato di altri due pannelli tra-

smittenti Marconi di potenza minore (2 kW-antenna), per servizi in ausilio a quelli svolti con i trasmettitori principali. Detti trasmettitori sono in tutto identici a quelli sopra descritti, ma non dispongono di triodi ad anodo raffreddato. Inoltre l'alimentazione è ottenuta con un gruppo motore-generatore alimentato a 110 V, che provvede, mediante due indotti, alla alimentazione anodica dei vari stadi (5000 V; 3,5 kW) ed all'alimentazione dei filamenti (18/22 V e 75 A), mentre altro gruppo, alimentato come sopra, dà la tensione continua (300 V, 300 mA) occorrente per lo stabilizzatore Franklin e quella (300 V, 180 mA) per i potenziali negativi di griglia. Le macchine sono tutte in doppio.

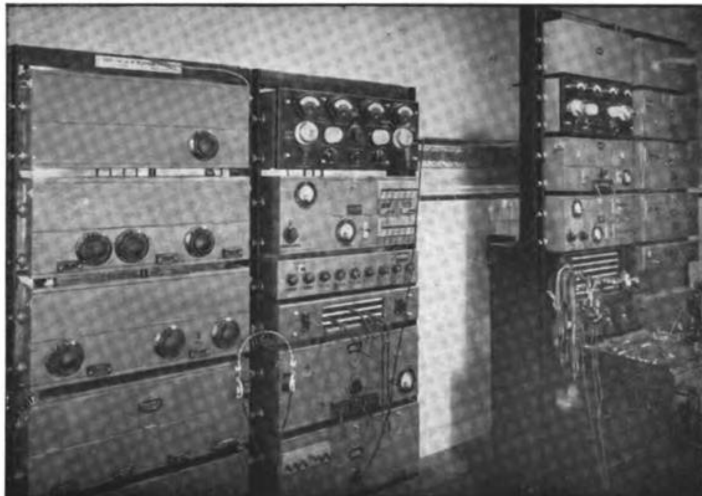


Fig. 5. — Apparecchiatura per la ricezione r.t.f. dalle navi nella stazione di Nodica (a destra il terminale per l'inserzione sulle linee).

I due suddetti pannelli possono così agire in modo indipendente da quelli principali, essendo sintonizzati rispettivamente per le onde di 15,01 e di 35,8 metri e provveduti di antenne e feeders separati.

Ultimamente la stazione di Coltano è stata anche posta in condizione di svolgere servizio radiotelefonico con i piroscafi provveduti di impianti r. t. f. ad onde corte per conversazioni a grande distanza.

A tal uopo nella stazione trasmittente si è sistemato un complesso modulatore (fig. 3), costituito da un'unità modulatrice con due triodi Marconi C. A. M. 3, raffreddati a petrolio, un'unità premodulatrice ed altra unità pre-premodulatrice, ognuna di queste ultime provveduta di un triodo a raffreddamento naturale in aria. Il tipo di modulazione adottato è quello di Heising, con due impedenze di parola a nucleo di ferro, ciascuna di 12 henry, calcolate per corrente continua di 3 A. Il complesso di modulazione rende possibile la modulazione di ognuno dei due trasmettitori principali da 12 kW-antenna e precisamente la modulazione normale del 60 %, calcolata sull'80 % della massima potenza disponibile.

Nelle prove di collaudo, sono stati ottenuti coefficienti di modula-

zione anche del 97,5 %, con potenza immessa nel feeder di circa 7 kW e tensione media di modulazione di 4000 V. La modulazione è lineare, con la tolleranza di un decibel in più o in meno per tutta la banda di frequenza tipica della telefonia commerciale, cioè fra i 400 e i 3500 periodi al secondo. L'impianto trasmittente modulatore è completato da un equipaggiamento di controllo, per amplificare la parola ricevuta dalla linea fino al valore necessario per la modulazione dell'uno o dell'altro trasmettitore, per la modulazione locale, per regolazioni e misure varie (fig. 4).

Presso la stazione di Nodica è stato sistemato un equipaggiamento ricevente, accoppiato ad un terminale telefonico per l'inoltro delle conversazioni sulla rete telefonica nazionale (fig. 5). Il ricevitore, a mezzo di speciali cassette di inserzione, può essere collegato ad uno dei quattro aerei uniformi accordati per le onde di ascolto dai piroscafi, nonchè all'aereo aperiodico. Naturalmente anche in questo caso, come nel caso della ricezione r. t., il circuito antenna-bobina di accoppiamento-terra deve avere un'impedenza eguale all'impedenza caratteristica del feeder.

L'apparato radioricevente consta delle seguenti parti:

a) Amplificatore di alta frequenza a tre stadi;

b) Eterodina per cambiamento di frequenza;

c) Amplificatore di media frequenza;

d) Regolatore automatico dell'amplificazione (dispositivo anti-fading);

e) Amplificatore di bassa frequenza.

Le suddette unità sono montate su apposito telaio di ferro, che alloggia inoltre: un pannello di controllo e misura, un generatore a 1000 per./sec., un voltmetro termoionico ed altri accessori. Vi è poi l'unità terminale per il passaggio dal circuito r. t. f. a quattro fili a quello di linea a due fili, secondo lo schema ben noto.

*

Italo Radio. — E' noto, attraverso le pubblicazioni della stampa quotidiana, come la Italo Radio abbia inaugurato da alcuni mesi il servizio radiotelefonico pubblico in duplex fra l'Italia, l'Argentina e il Brasile.

Tale servizio, che si svolge in condizioni eccellenti, ha una importanza notevole, anche per il fatto che il complesso trasmittente è stato studiato e realizzato dai tecnici della I. R. presso le Officine di cui questa dispone a Torrenova. Mentre ci riserbiamo di dare prossimamente una descrizione particolareggiata di tutto il complesso, accenniamo fin d'ora a qualche notizia sul trasmettitore.

Trattasi di un apparato a frequenza stabilizzata con cristallo di quarzo, comprendente un certo numero di stadi moltiplicatori di frequenza e di stadi amplificatori di potenza. L'onda di lavoro è di 16,10 metri laddove quella generata dal pilota a quarzo è di 128,80.

Lo stadio pilota ha una potenza di qualche watt: quello finale di potenza è costituito da 2 triodi da 20 kW di potenza nominale montati secondo uno schema simmetrico. La modulazione media è del 70 % e si effettua sullo stadio finale col sistema Heising a corrente costante. Il complesso permette anche le emissioni telegrafiche; il suo nominativo è IRZ. L'aereo è di tipo a grande direttività.

Oltre a tale trasmettitore, la I. R. ha messo in servizio dal principio di marzo un altro complesso ad onda corta su 22,70 m (nominativo IRJ) destinato al collegamento telegrafico diurno Roma-New

York. Esso pure è di tipo a frequenza stabilizzata con cristalli di quarzo; la potenza utile erogata all'aereo di tipo direttivo dallo stadio finale di amplificazione è dell'ordine di 18 kW.

In relazione ai progressi realizzati dalla radiotecnica per il governo della frequenza dei trasmettitori ad onda corta, i tecnici della I. R. si stanno ora attivamente occupando della realizzazione di un tipo di trasmettitore costituito da un unico stadio di potenza, nel quale è *direttamente* inserito, senza cioè bisogno di una lunga teoria di stadi moltiplicatori, amplificatori, ecc., il dispositivo che batte il passo al trasmettitore stesso. Argomento questo, come vedesi, altamente interessante specie dal lato economico e sul quale confidiamo avere in seguito notizie più esaurienti.

Parallelamente alla trasmissione, la I. R. perfeziona i propri mezzi di ricezione, adeguandoli soprattutto alle esigenze del traffico radiotelefonico transatlantico. In particolare sono stati studiati sistemi riceventi multipli atti a compensare l'effetto di fading delle onde corte, derivanti dal ben noto tipo « diversity system » della Radio Corporation of America.

*

Radio Roma-San Paolo. — L'impianto di San Paolo, creato dalla R. Marina nel 1917 e da essa sviluppato e tenuto al corrente con i più moderni progressi della tecnica, costituisce la maggiore stazione radiotelegrafica dell'Amministrazione navale.

Sorto con i grandi archi tipo Poulsen da 220 kW e completato subito con una stazione ricevente situata a Monterotondo [1], l'impianto si venne in progresso di tempo trasformando e arricchendo di nuovi apparati, specie nel campo delle onde corte.

Ma la crescente importanza dei servizi militari e civili (basta pensare alla delicatezza dei collegamenti con l'Estremo Oriente negli ultimi tempi), che si sono man mano accentrati in San Paolo, impone di seguire con continuità i progressi della tecnica, ed è per questo che è stata recentemente decisa una notevole trasformazione della centrale. Pur rinviando a più tardi la descrizione particolareggiata dei nuovi apparati, si può dare fin da ora qualche cenno dei lavori in corso.

Gli archi Poulsen sono stati smontati, come non più rispondenti alle moderne esigenze delle radiocomunicazioni. I tre piloni di circa 200 m, in legno, che sorreggevano le antenne, rimangono tuttavia per gli apparati ad onda media. Questi sono due, di costruzione nazionale, entrati già in servizio da alcuni mesi. Sono del tipo a frequenza stabilizzata con oscillatore pilota, alimentati con raddrizzatore a diodi. Essi servono normalmente per le comunicazioni navali militari e commerciali nel Mediterraneo.

Le comunicazioni a grande distanza verranno invece continuate con le onde corte, per mezzo di un nuovo apparato Marconi a frequenza stabilizzata con oscillatore pilota e con triodi amplificatori di potenza, refrigerati a circolazione di petrolio. Le antenne trasmittenti saranno alimentate per mezzo di « feeders » tubolari, che immetteranno su di esse una potenza di 15 kW. Come riserva a quello Marconi si è finito di installare un altro apparato di grande potenza (10 kW antenna), pure ad onda corta, costruito quasi per intero nelle Officine del R. Arsenale della Spezia.

Per le antenne di questi trasmettitori ad onda corta, sono state si-

(1) *L'Elettrotecnica*, 5 maggio 1920, vol. VII, n. 13, pag. 218; e 5 luglio 1927, vol. XIV, n. 19, pag. 413.

stemate tre torri di sostegno, in ferro, alte 60 m, del tipo senza controventi.

Il miglioramento dei mezzi di trasmissione non poteva andare disgiunto da un corrispondente miglioramento nei mezzi di ricezione. Perciò la Radio Monterotondo è stata dotata di nuovi ricevitori di grande sensibilità e buona selettività, richiesti non solo dai servizi a grandissima distanza, ma anche da quelli con tutte le unità navali, che hanno a disposizione una potenza relativamente piccola.

*

E. I. A. R. — 1) *Stazioni di radiodiffusione.* — L'E. I. A. R. ha recentemente installato cinque nuove Stazioni trasmittenti: Palermo (Marconi — 3 kW); Trieste (Marconi — 10 kW); Firenze (Marconi — 20 kW); Bolzano (Standard — 1,5 kW); Genova (10 kW). I dati di potenza si riferiscono alla potenza in aereo in assenza di modulazione.

Degno di particolare menzione è l'ampliamento della Stazione di Genova da 1 kW-aereo a 10 kW-aereo effettuato interamente con mezzi propri dell'E.I.A.R., progettando e costruendo nella propria officina il materiale necessario (escluse le valvole e il rettificatore di potenza).

Trattasi di un modernissimo trasmettitore radiofonico (ottenuto apportando opportune varianti al primitivo impianto da 1 kW) con oscillatore pilota controllato da cristallo di quarzo, e pannello finale di potenza costituito da uno stadio equilibrato (push-pull) e neutralizzato provvisto di due valvole Philips da 15 kW ciascuna.

Particolarmente interessante è l'alimentazione anodica a 10.000 volt che è stata realizzata mediante un raddrizzatore esafase a vapore di mercurio in cassa d'acciaio (tipo Brown Boveri), seguito da un circuito filtro appositamente e accuratamente studiato: il rumore di fondo della Stazione è risultato con tale sistema praticamente nullo, e il tipo di rettificatore per la prima volta esperimentato dall'Ente per l'alimentazione dei propri impianti funziona finora con esito molto soddisfacente.

2) *Televisione.* — L'E. I. A. R. ha in corso di allestimento un impianto di trasmissioni di radiovisione che verranno effettuate dalla Stazione di Roma (Prato Smeraldo) sull'onda di m 80. La fonia verrà trasmessa simultaneamente con la Stazione a onda media di Santa Palomba.

L'apparecchiatura per radiovisione è stata fornita dalla Fernseh A. G. (Unione delle Case Baird, Zeiss, Loewe, Goerz) ed è basata sul classico sistema d'esplorazione a disco di Nipkow.

Eccone i dati caratteristici: 60 fori; 2700 aree elementari; 20 immagini al secondo; dimensioni dell'immagine sul disco trasmettente 40 mm (orizz.) × 30 mm (vertic.); esplorazione con linee orizzontali.

Le prime trasmissioni avranno luogo verso la metà di aprile.

*

R. I. E. C. della Marina. — Poichè il Ministero della Marina ha deciso di affidare al suo Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni (già Ist. Elettrotecnico e Radiotelegrafico, I. E. R. T.) di Livorno anche lo studio dei problemi di acustica sottomarina (idrofonia) e di quelli riguardanti le applicazioni della piezoelettricità agli ultrasuoni, è stato necessario progettare un ampliamento della sede dell'Istituto stesso. Mentre ci auguriamo di poter pubblicare a suo tempo una descrizione aggiornata di questo e degli altri maggiori laboratori italiani e delle loro installazioni, possiamo accennare fin da ora che i lavori di ampliamento dell'I. E. C. sono stati iniziati e procedono alacremente.

Grazie ad essi il laboratorio verrà a disporre di un certo numero di nuovi locali sotterranei specialmente adatti per prove acustiche, e di locali a pian terreno destinati alla nuova officina ed alle molteplici ricerche in corso ed in progetto.

Nel mese di marzo si sono poi iniziate a Livorno nuove importanti misure di alta precisione sulla frequenza delle radiotrasmissioni. La fama internazionale di cui l'I. E. C. gode in questo campo, ha indotto la Società delle Nazioni a valersi dell'opera di esso per il collaudo (nei riguardi della precisione e della stabilità di frequenza) dei nuovi importanti trasmettitori della Radio Nations. Le installazioni radiotelegrafiche inaugurate in febbraio dalla Società delle Nazioni sono per modernità, grandiosità e ricchezza di impianto tra le più interessanti del mondo; ben meritavano quindi un collaudo così accurato.

Le misure, tuttora in corso, sono eseguite su trasmissioni speciali, costituite da linee di alcuni minuti, emesse ad intervalli di un'ora. Per la determinazione della frequenza sono largamente usati i metodi assoluti elaborati presso l'I. E. C., e le installazioni ivi progettate e costruite. Una oscillazione locale, comandata da quarzo (in termostato I. E. C.) e controllata con il metodo della demoltiplicazione [1], viene modulata mediante una eterodina; la stabilità di questa viene garantita mediante confronto continuativo, su armoniche, con il piezooscillatore. Una frequenza laterale della oscillazione modulata, assai prossima alla frequenza della oscillazione in arrivo, dopo essere stata esaltata mediante appositi circuiti risonanti, viene fatta interferire con questa; la frequenza dei battimenti è misurata con il frequenziometro a lettura diretta [2].

Le misure di frequenza e di stabilità vengono effettuate sui due più importanti complessi della Radio Nations; saranno seguite da misure sulle emissioni radiotelefoniche in servizio effettivo. Ci ripromettiamo di dare nel prossimo numero notizie più complete, e di pubblicare, se nulla osterà da parte della Società delle Nazioni, le tabelle con i risultati ed i diagrammi di stabilità.

*

S.T.I.P.E.L. — 1°) *Telefonia rurale.* - Sono stati attivati o sono in corso di attivazione due tipi di reti rurali automatiche.

Il primo tipo, attivato nella provincia di Vercelli (con 450 numeri e 20 linee selettive), è costituito da un complesso di centrali automatiche e di centrali interurbane, il quale permette un servizio telefonico continuativo per le 24 ore. Gli abbonati si chiamano automaticamente nell'ambito della propria rete e, per parlare fuori di questa, chiamano la centrale interurbana rispettiva. Di notte e nelle ore di poco traffico, tutto il servizio interurbano viene concentrato nella centrale principale di Vercelli con evidente economia di personale, mentre l'abbonato praticamente compie sempre la stessa manovra per richiedere gli abbonati desiderati [3].

---

(1) F. VECCHIACCHI: Banco di demoltiplicazione statica per la misura di frequenze sino a 10^8 p/sec. Dati e memorie del Consiglio Nazionale delle Ricerche, 1930; e Pubblicazione I. E. C. n. 46, Livorno 1930.

(2) F. GUARNASCHELLI - F. VECCHIACCHI: Un frequenziometro eterodina ed un frequenziometro a lettura diretta per la gamma acustica. *L'Elettrotecnica,* 5 aprile 1930, vol. XVII, n. 10; e Pubblicazione I. E. C. n. 48 Livorno, 1930.

(3) Un impianto analogo a questo del Vercellese, è quello della Società TELVE nel Veronese (con 1680 numeri e 55 linee selettive).

Il secondo tipo, tecnicamente più completo ma anche più complesso, è quello già in funzione nella zona di Seregno al nord di Milano; esso sarà esteso entro l'anno a tutta la provincia. Anche qui gli abbonati hanno l'apparecchio automatico e si possono chiamare tra di loro nell'ambito della propria rete; essi però chiamano anche gli abbonati della rete di Milano automaticamente, e le unità di conversazione effettuate vengono conteggiate su apposito contatore. Il sistema inoltre è già equipaggiato coi dispositivi di tempo e zona, in modo che, volendo, questi abbonati potranno chiamare automaticamente non solo gli abbonati di Milano ma anche quelli di altre reti automatiche.

Di particolare, in questo sistema, si devono notare le seguenti caratteristiche oltre quelle sopra dette:

a) la massima durata delle conversazioni interurbane è di due unità, ognuna di tre minuti, con preavviso fonico 20″ prima dello scadere di ogni singola unità;

b) in caso di cortocircuiti di linee di abbonato, o di abbandono per parte di questo del microtelefono sganciato, gli organi e le linee di giunzione vengono occupati solo per un breve istante e poi liberati;

c) tutti i guasti, anche dei più lontani centralini, vengono segnalati a Milano automaticamente in modo da garantire una continua sorveglianza dell'impianto.

2°) *Chiamate interurbane automatiche.* - Da qualche tempo sono stati sviluppati sistemi di chiamata col disco a lunga distanza, i quali permettono, ad una operatrice interurbana di un determinato centro *A*, di chiamare col disco gli abbonati automatici di un'altra rete *B* senza l'intervento della operatrice di *B*.

Se la linea non è troppo lunga e non vi sono amplificatori intermedi, la chiamata viene inviata in linea con treni di impulsi di corrente sinusoidale a 50 per./sec. Viceversa, se le linee sono molto lunghe e vi sono amplificatori, si usano o correnti a frequenza unica di 500 per./sec. modulate col disco (sistemi Siemens ed Ericsson) o quattro frequenze opportunamente combinate (sistema Standard).

Del primo sistema a bassa frequenza sono in corso di installazione una sessantina di gruppi per linee facenti capo a Torino ed a Milano; del secondo tipo sono in funzione da tempo una comunicazione Torino-Arona ed una comunicazione Torino-Bergamo, rispettivamente delle Ditte Siemens ed Ericsson.

Il funzionamento di questi impianti è ormai sicuro, cosicchè può ritenersi non lontano il giorno nel quale sarà permesso, a quegli abbonati che lo desiderano, di chiamare col proprio disco abbonati di reti distanti senza l'intervento di alcuna operatrice. In sostanza si tratta di estendere il sistema della telefonia rurale della provincia di Milano ad altre provincie; salvo che naturalmente i dispositivi di trasmissione degli impulsi devono essere in tal caso diversi, e più che altro idonei a consentire l'amplificazione di questi ultimi come delle correnti vocali.

3°) *Impianti automobilistici.* - Si sta compiendo la installazione di cassette telefoniche speciali distribuite sistematicamente sulle principali strade di traffico automobilistico, le quali permettono ai Soci dell'« Automobile Club » di chiamare in qualunque momento officine, rimesse od anche abbonati.

Il vantaggio dell'impianto è dovuto al fatto che l'automobilista, nel peggiore dei casi, deve percorrere al massimo 5 km per trovare una cassetta capace di fornirgli giorno e notte qualunque comunicazione

interurbana; cosa molto importante se si tien conto dell'orario della maggioranza degli Uffici nei piccoli centri, i quali sono chiusi dopo le ore 19.

*

T.I.M.O. — 1°) *Impianto di telefonia ad alta frequenza.* - L'impianto, che è ora in progetto per il collegamento tra Sulmona e Roma, sarà inizialmente costituito da due circuiti, ai quali potrà esserne aggiunto un terzo. Tali circuiti funzioneranno sulla linea in bronzo da 3 mm Sulmona-Roma, per una lunghezza di 163 km, mentre le caratteristiche del circuito consentono di arrivare fino a 280 km. Il fascio di frequenze utilizzabili (da 8 a circa 40 kilocicli/sec.) è suddiviso in 7 canali di cui 6 saranno impiegati per la trasmissione telefonica (2 per ogni circuito), mentre il 7° resterà di riserva e potrà essere usato in sostituzione di uno degli altri nel caso che vi si notassero eccessivi disturbi da stazioni radio-trasmittenti o da altre influenze esterne.

L'impianto è basato sul principio di inviare sulla linea, oltre alla frequenza fondamentale, anche una banda laterale. Questo offre il vantaggio che nel ricevitore si può utilizzare per la demodulazione la frequenza portante generata nel trasmettitore. Non è quindi necessario produrre nel ricevitore nuovamente tale frequenza; inoltre, data la perfetta sintonia della frequenza portante nel trasmettitore e nel ricevitore, la trasmissione avviene con la massima purezza e fedeltà.

La corrente portante viene poi anche utilizzata nel trasmettitore e nel ricevitore per la misura del livello della trasmissione. Con questo procedimento le regolazioni del grado di amplificazione vengono eseguite molto meno di frequente di quanto non avvenga negli impianti in cui la corrente portante viene soppressa al trasmettitore e rigenerata al ricevitore.

2°) *Centrale interurbana sistema C. L. R.* - E' in corso di costruzione a Bologna, e, come nelle centrali sistema C. L. R. (*combined line and recording*), il servizio interurbano vi si svolgerà nel modo seguente: l'abbonato combinando la cifra di prenotazione fa accendere la lampadina di chiamata su tutti i posti interurbani; la prima operatrice libera risponde e, se la linea su cui dev'essere instradata la comunicazione richiesta è libera, dà corso senz'altro alla comunicazione senza che l'abbonato debba deporre il ricevitore ed attendere di essere chiamato.

I circuiti sono costruiti in modo da consentire il controllo dell'identità dell'abbonato chiamante, in modo da evitare qualsiasi errore nell'addebito della comunicazione.

Questo sistema consente, oltre ai vantaggi derivanti agli utenti dalla rapidità con cui ottengono le comunicazioni interurbane, la migliore utilizzazione del personale di commutazione ed il massimo sfruttamento delle linee.

Per le chiamate entranti dalle linee interurbane sono previste tavole speciali. Le operatrici adibite a queste tavole sono esonerate dall'obbligo di compilare i cartellini e di controllare la durata della comunicazione. Possono quindi dar corso ad un numero di conversazioni molto superiore a quello che si ha col sistema normale.

Il numero dei cordoni in questi posti è circa tre volte quello dei posti di lavoro delle vecchie centrali. Per i transiti sono previste tavole speciali sulle quali sono disposti i cordoni amplificati.

— — NECROLOGIE — —

GUSTAVO FERRIÉ

Il primo trimestre del 1932 ha recato due gravi lutti nel campo scientifico dell'alta frequenza.

Il 16 febbraio, in seguito ad un attacco di appendicite, che Lo aveva colpito durante un giro di ispezione, moriva a Parigi il Generale Gustavo Ferrié.

Era nato a San Giovanni di Moriana, il 19 novembre 1868. Nel 1887 era uscito dalla Scuola Politecnica, ufficiale del genio militare, ed era stato assegnato al gruppo dei telegrafisti; nel 1898, in occasione delle prime esperienze effettuate dal nostro Marconi, aveva cominciato ad occuparsi di radiotelegrafia: era perciò considerato come uno dei pionieri francesi nel campo delle radiocomunicazioni.

Soldato, tecnico e scienziato, mise al servizio del Suo Paese e della Scienza rare doti di mente e di carattere. Organizzò, in scala sempre più vasta, i servizi radiotelegrafici delle forze armate francesi, alternando le fatiche dell'ingegnere con quelle del combattente; studiò indefessamente, e con successo, nuovi dispositivi e perfezionamenti tecnici; raccolse attorno a Sè un eletto gruppo di collaboratori valorosi e ne diresse il lavoro, in modo da mantenere il Suo Paese all'avanguardia nella radiotecnica; fondò e presiedette con amore l'Unione Radio Scientifica Internazionale.

Fino dal 1922 era membro dell'Académie des Sciences. Il Parlamento francese aveva votato per Lui una legge speciale, che Lo manteneva in servizio «a vita». Anche altri Paesi Gli avevano tributato giusti onori.

Gli Italiani che ebbero la ventura di conoscerLo rimpiangono lo Scienziato insigne, l'Uomo probo e gentile, l'Amico, cosciente e sincero, del nostro Paese. *U. R.*

D. W. DYE

Il 18 febbraio, a soli 44 anni, è morto di polmonite il Dottor D. W. Dye, del National Physical Laboratory. Dal 1910 lavorava presso tale Istituto, specialmente nel campo delle misure elettriche di grande precisione; in questi ultimi anni Si era dedicato allo studio dei campioni e dei metodi di misura delle radiofrequenze, ed aveva apportato un notevole ed originale contributo al progresso di tale specialissima tecnica. Recentemente aveva rivolto la Sua attenzione ai piezooscillatori e ne aveva realizzato un tipo di grandissima costanza. Presiedeva il Comitato dei campioni e dei metodi di misura delle radiofrequenze della Unione Radio Scientifica Internazionale. Uomo modesto e simpatico, sperimentatore abile ed entusiasta, misuratore acuto e paziente, lascia vivo rimpianto, anche al di là dei confini della Sua Patria. *U. R.*

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

Une lampe triode à électrodes cylindriques, avec tension anodique nulle et tension de grille fortement positive, est susceptible d'émettre des ondes électromagnétiques de fréquence très élevée, qui sont produites par le mouvement pendulaire des électrons à travers les mailles de la grille.

Quoique la nature du phénomène, découvert par Barkhausen et Kurz, ne soit pas encore éclairée dans tous ses détails, on peut dire cependant, que les lignes essentielles en sont assez bien connues grace aux nombreux travaux parus dernièrement sur ce sujet.

Les lampes triodes employées à l'émission, mises à peu près dans les mêmes conditions, peuvent être utilisées aussi comme détectrices de microondes.

On pourrait croire, que ces lampes de reception dûssent se trouver dans des conditions proches à celles nécessaires pour la production d'oscillations électroniques, afin qu'elles puissent engendrer de telles oscillations, aussitôt qu'arrivent les microondes à détecter. Contrairement à cette opinion, les résultats des recherches théoriques et expérimentales de l'auteur montrent, que les triodes de reception (qui doivent avoir une tension de grille fort positive et une tension anodique légèrement inférieure à celle de l'extrémité positive du filament) agissent d'une manière tout à fait équivalente à celle de lampes spéciales diodes rectificatrices, dont les électrodes seraient rapprochées à une distance beaucoup plus petite, que celle qu'on pourrait réaliser constructivement.

Les mesures des pressions et des déplacements peuvent être effectuées, avec des montages appropriés, par des mesures électriques de résistance, de capacité, d'inductance, de fréquence et de déphasage. L'auteur présente une revue critique des differentes méthodes proposées et employées pour les mesures en question, pour lesquelles il considère aussi l'application des phénomènes piézoélectriques et de magnétostriction.

Après quelques considérations générales sur les amplificateurs pour tension continue, on examine un type particulier à deux étages, monté selon le schéma Loftin et White, dans lequel deux (ou plusieurs) triodes ont leurs électrodes branchées à des points convenables d'une seule batterie d'accumulateurs.

On établit les éléments équivalents à l'ensemble des deux triodes, et les rélations entre les tensions d'alimentation et celles de fonctionnement des lampes employées, ayant fixé les valeurs des autres éléments du circuit. On envisage enfin quelques applications du dispositif aux mesures par des cellules photoélectriques.

Description d'une recherche expérimentale destinée à la vérification directe des phénomènes prévus par la théorie de Nichols et Schelleng sur la propagation des ondes électromagnétiques dans un milieu ionisé magnéto-actif.

Un faisceau de radiations électromagnétiques de 18 cm de longueur d'onde est réalisé avec un oscillateur électronique du type Pierret. La radiation traverse l'espace filament-plaque d'une lampe diode renfermant un gas électronique. La lampe est disposée à l'intérieur d'une grosse bobine qui engendre un champ magnétique dont on peut régler l'intensité.

L'onde de 18 cm est reçue sur une antenne accordée, vibrante en demi-onde, qui porte à son milieu un tout petit redresseur à cristal.

Pour une valeur bien déterminée du courant magnétisant dans la bobine, on constate une absorption remarquable de l'onde qui arrive au recepteur.

La valeur du champ, qui provoque cette absorption, satisfait, avec une approximation suffisante, à la relation:

$$H = 2 \pi n m/e$$

que l'on tire de la théorie de Nichols et Schelleng et se trouve en bon accord avec la valeur théoriquement nécessaire pour imprimer aux électrons, sur les orbites quasi-circulaires engendrées par le champ magnétique, la fréquence de 1,67 . 10^9 tours par seconde, correspondant à la longueur d'onde de 18 cm.

On peut envisager l'expérience ci-dessus comme la première vérification expérimentale, exécutée au laboratoire, des idées qui ont conduit Appleton à prévoir une atténuation anormale pour la propagation de l'onde de 214 m dans le champ magnétique terrestre.

Vol. I - N. 1 Marzo 1932-X

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

CONTENTS

A laboratory experience is described that confirms the propagation peculiarities of an electromagnetic wave in an ionised magnetically active medium, that are suggested by the well known theory of Nichols and Schelleng.

A beam of electromagnetic waves of 18 cm wave-length (produced by a Pierret oscillator) is caused to pass through the anode-filament space of a diode, containing electronic gas, placed axially inside a great coil producing a magnetic field. The 18 cm wave is received by a short tuned antenna, provided at the center with a very small crystal rectifier.

At a certain value of the magnetising current in the coil, a great absorption of the wave arriving at the receiver is shown. The value of the field producing the absorption satisfies, to a good approximation, the well known equation

$$H = 2 \pi m n/e$$

which derives from the above mentioned theory of Nichols and Schelleng and appears in good accordance with the value theoretically necessary to give to the electrons, rotating on the almost circular orbits produced by the field, the frequency of $1{,}67 \cdot 10^9$ *cycles per second, belonging to the considered wave.*

The above experience may be considered as the first experimental laboratory proof, which confirms the Appleton's prediction of an irregular behaviour of the 214 m wave in the earth's magnetic field.

Vol. I - N. 1 Marzo 1932-X

ALTA FREQUENZA

INHALT

Ing. RENATO SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile.* Ind. Graf. It. STUCCHI - Milano





IN ROMA


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma

Vol. I - N. 2 (PUBBLICAZIONE TRIMESTRALE) Giugno 1932 - X

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL' ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA



ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

CONTO CORRENTE CON LA POSTA

Vol. I Giugno 1932 - X N. 2

ALTA FREQUENZA

DATI E MEMORIE SULLE RADIOCOMUNICAZIONI E RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione e Amministrazione: Milano (2/2), Via S. Paolo, 10

È gradita la collaborazione dei lettori. - Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. - I manoscritti non si restituiscono.

Per le inserzioni: **Ufficio Pubblicità de "L'Elettrotecnica" - Milano (2/2), Via S. Paolo, 10**

UN NUMERO SEPARATO **L. 12** ABBONAMENTO ANNUO (4 FASCICOLI) **L. 30**

SOMMARIO



Vol. I Giugno 1932 - X N. 2

ALTA FREQUENZA

Il cavo telefonico Continente-Sardegna.

Poche settimane or sono è giunta a compimento un'altra opera memorabile nel campo delle comunicazioni elettriche; opera di portata nazionale per noi, in quanto perfeziona il collegamento fra la Sardegna e la Penisola, ma anche opera di assai vasto interesse scientifico e tecnico a motivo dell'insieme di problemi di costruzione, di impianto e di esercizio, che per essa si sono dovuti affrontare.

E' già stato detto, che il nuovo cavo è il più lungo cavo telefonico sottomarino del mondo. E va data ampia lode alla nostra Amministrazione dei Telegrafi e Telefoni per questa coraggiosa e ad un tempo meditata iniziativa.

E' poi degno di particolare rilievo, e per parte nostra oggetto di viva soddisfazione, il fatto, che all'indomani, si può dire, della posa del cavo il capo stesso di quell'Amministrazione, ammiraglio prof. PESSION, abbia raccolto per l'*Alta Frequenza*, in uno scritto quanto mai interessante, una ricca ed organica serie di dati sugli elementi di progetto, sulla costruzione, sulla messa in opera e sulle caratteristiche del nuovo importante collegamento.

Radiocomunicazioni duplex con microonde.

Parallelamente alle ricerche di laboratorio, con le quali si tende a raggiungere la giustificazione teorica della produzione e della ricezione delle microonde e la completa conoscenza dei fenomeni che avvengono nei triodi, oscillatori e rivelatori, si tenta da più parti di usare tali onde quasi ottiche per le radiocomunicazioni direttive e segrete. Hanno avuto eco nella stampa quotidiana le esperienze eseguite a S. Margherita Ligure da Guglielmo Marconi e quelle eseguite a Livorno dal R.I.E.C. E' poi ben noto agli studiosi, che si esperimenta attivamente in questo campo anche in Francia, in Germania, negli Stati Uniti, in Giappone.

Le difficoltà da superare sono di vario genere. La potenza dei trasmettitori è piccola; è difficile l'attuazione di circuiti accordati con frequenze così elevate, come quelle che corrispondono a lunghezze d'onda dell'ordine del decimetro, è quindi

difficile raggiungere nei ricevitori una buona selettività; i triodi rivelatori sono estremamente microfonici, sì che, raggiunti da vibrazioni meccaniche anche assai lievi, determinano la produzione nel telefono di intensi suoni di campana.

Nell'articolo del prof. CARRARA vengono descritti gli apparati trasmittenti e riceventi duplex, ad onde di 18 cm e a doppia modulazione, esperimentati presso il R.I.E.C. L'artificio della doppia modulazione ha consentito di alloggiare nel medesimo specchio il triodo trasmettitore e quello ricevitore, senza che i segnali emessi dal primo, e tuttavia raccolti dal secondo, possano arrivare al telefono di ricezione, ed ha altresì permesso di eliminare la microfonicità del rivelatore. Degne di rilievo sono le considerazioni teoriche, con cui è illustrato il meccanismo di tale eliminazione e spiegato il fatto che, diversamente da quanto accade per le radiocomunicazioni ordinarie, la rivelazione dei segnali provenienti dalla stazione corrispondente non è disturbata dalle onde, senza confronto più intense, che investono il triodo rivelatore provenendo dall'oscillatore sistemato accanto ad esso nel medesimo specchio.

Capacimetri a triodi.

Da tempo i triodi hanno ricevuto utili applicazioni alle misure delle piccole capacità mediante i noti sistemi del Dowling, del Widdington e di altri, nei quali la misura viene eseguita per confronto con capacità variabili secondo leggi note, che si sostituiscono alla capacità incognita in circuiti oscillatori o rettificatori, molto sensibili alle variazioni della capacità medesima.

I circuiti studiati recentemente dal collega VECCHIACCHI presso il R.I.E.C. della Marina, rappresentano un notevole progresso in questo campo di applicazione dei tubi elettronici, perchè permettono l'attuazione di veri e propri apparecchi di misura, aventi scala lineare, capaci di dare prontamente, per lettura diretta, il valore di capacità cercato, senza bisogno di confronti per sostituzione. Gli apparecchi possono essere tarati una volta per tutte, prima di una serie anche lunga di misure, per mezzo di un campione di capacità fissa, di valore anche molto diverso da quello delle capacità da misurare.

Delle due diverse categorie di apparecchi studiati dal Vecchiacchi, l'una si riconnette ai classici circuiti del Dowling, l'altra al dispositivo a lettura diretta per la misura delle frequenze, ideato ed attuato a suo tempo presso il R.I.E.C. [1], che si è più volte mostrato suscettibile di interessanti applicazioni in vari campi.

La gamma di impiego dei capacimetri a triodi è molto estesa, sia riguardo ai valori di capacità, sia riguardo a quelli di frequenza. Se, operando a frequenze di $10 \div 20$ p/s, è pos-

(1) F. GUARNASCHELLI e F. VECCHIACCHI: L'Elettrot., 1930, XVII, pagina 224.

sibile misurare capacità anche di più μF, si può d'altra parte eseguire in buone condizioni la misura di capacità di qualche μμF a frequenze ancora appartenenti alla gamma acustica. I limiti inferiori dei valori di capacità misurabili sono determinati, non tanto dai limiti di sensibilità dello strumento, quanto dall'incertezza dovuta alla difficile valutazione delle capacità parassite, dipendenti dalla posizione del condensatore rispetto ai corpi circostanti e dalla configurazione dei conduttori, che collegano il condensatore al circuito di utilizzazione o di misura.

Come è noto (2), tutta una tecnica per le misure dei piccoli spostamenti è basata sul concetto di tradurre questi ultimi in variazioni di capacità: anche in questo campo i capacimetri a lettura diretta si rivelano suscettibili di utili ed interessanti applicazioni.

Perdite negli isolatori.

La misura delle perdite nei dielettrici acquista sempre maggiore importanza per le applicazioni industriali e, poichè manca ancora una teoria che si possa considerare davvero soddisfacente anche agli scopi tecnici, solo l'esperienza può dare nuovi e sicuri elementi di giudizio. Le prove eseguite dall'ing. BOELLA sopra isolatori per linee ad onde guidate dimostrano come le parti costitutive di ogni impianto debbano sempre esser provate nelle precise condizioni di esercizio, se si vogliono raccogliere risultati attendibili ed utilizzabili. Da esse infatti risulta, che le misure sotto tensione continua, e probabilmente anche quelle a bassa frequenza, avrebbero fatto prevedere, per le alte frequenze, valori di perdita molto diversi da quelli effettivamente riscontrati in via sperimentale. Enorme influenza hanno poi, com'è noto, le condizioni di ambiente sul comportamento degli isolatori per linee aeree. Perciò l'autore propone giustamente di prendere in considerazione, per la pratica, solo i risultati ottenuti nelle condizioni più sfavorevoli.

Sulla base delle prove eseguite l'ing. Boella ha ideato alcune modificazioni strutturali negli isolatori per linee ad onde guidate e, costruiti i tipi proposti, li ha assoggettati all'esperienza. I risultati di questo nuovo tentativo, inteso ad eliminare (almeno in parte e sia pure di fronte ad un problema particolare) quella larga dose di empirismo, che fatalmente rende tuttora impossibile il progetto pienamente razionale degli isolatori, si dimostrano assai incoraggianti.

Telefonia automatica a grande distanza.

Il rapido diffondersi della telefonia automatica, cui abbiamo negli ultimi anni assistito, specialmente in Italia, ha messo bene in luce i grandi vantaggi, che l'automatismo arreca

(2) G. SACERDOTE: A. F., 1932, I, p. 16.

ad uno svolgimento rapido, sicuro ed economico del servizio. E' quindi ben naturale che s'imponga all'attenzione dei tecnici il problema dell'estensione del sistema anche alle comunicazioni interurbane.

Il servizio automatico sulle lunghe linee, e quindi anche sui cavi pupinizzati ed attraverso le stazioni amplificatrici, porta allo studio di numerosi problemi, per la risoluzione dei quali si son dovuti ideare nuovi e spesso geniali dispositivi.

Di tali questioni l'ing. ZANNI intrattiene il lettore, accennando ai vari modi, coi quali si può risolvere il problema della trasmissione di impulsi di comando attraverso una lunga linea. Dai dispositivi a corrente continua si è passati a quelli a corrente alternata, dapprima a frequenza industriale, poi a frequenza fonica; e per la pratica attuazione di quest'ultimo sistema si sono introdotti relais a risonanza meccanica e traslatori a risonanza elettrica, che evitano il pericolo di mutuo disturbo fra correnti di comunicazione telefonica e correnti di comando. E' interessante rilevare, che in questo ramo la tecnica italiana dell'esercizio telefonico non solo si è tenuta in prima linea sulla via del progresso, ma del progresso si è fatta, con vigile spirito di iniziativa, promotrice ed artefice.

Il relais in telefonia.

Agli occhi dello studioso, che non è in immediato contatto con i problemi della tecnica e, meno ancora, con quelli dell'esercizio corrente degli impianti telefonici automatici, il relais elettromagnetico può sembrare un apparecchio di interesse limitato, parente prossimo di quell'umile, ormai vecchio e pur sempre prezioso ordigno, che è il campanello elettrico

Ma a chi porta la sua attenzione sul complesso meccanismo, in cui si attua il funzionamento delle centrali telefoniche automatiche, le cose si presentano ben diversamente ed il relais elettromagnetico apparisce veramente l'artefice principale di questo miracolo dell'ingegneria moderna

Si comprende quindi assai facilmente, come il piccolo docile e delicato servo-motore, costituito dal relais, presenti ad un tempo larga copia di possibilità tecniche e gran numero di problemi elettrici e meccanici, e meriti di essere durevole oggetto di studio da parte di teorici e di sperimentatori, affinchè ne siano sempre più affinati i pregi e moltiplicati i servigi. Di ciò ci sembra dia una buona idea d'insieme l'ing. CALABRIA nel breve articolo di carattere monografico, che compare in questo fascicolo.

LA REDAZIONE.

NUOVA COMUNICAZIONE TELEFONICA CONTINENTE-SARDEGNA

GIUSEPPE PESSION

Si dà notizia della nuova comunicazione telefonica Roma-Sassari, attuata mediante un cavo sottomarino della lunghezza di circa 270 km, posato fra il Continente e la Sardegna. Esso consente, in connessione con adatte apparecchiature terminali, oltre alla comunicazione telefonica, anche una comunicazione telegrafica infra-acustica in duplice ed una comunicazione telegrafica armonica parimenti in duplice. Si descrivono in particolare il cavo sottomarino ed i cavi sotterranei, che servono a raccordarlo con le apposite stazioni amplificatrici.

Il cavo sottomarino è del tipo Key West-Avana, cioè con un conduttore di rame centrale krarupizzato, isolato in guttaperca e circondato da un secondo conduttore di rame concentrico non isolato, avente la funzione di conduttore di ritorno. Speciali accorgimenti sono stati usati nella fabbricazione per rendere, quanto più possibile, uniformi le impedenze caratteristiche del cavo, al fine di permettere un'alta amplificazione.

Si danno quindi notizie sulla posa e sui risultati delle misure elettriche eseguite sul cavo sia in fabbrica, sia dopo la posa.

I cavi sotterranei di raccordo sono del tipo Patterson a coppie schermate e pupinizzate.

La nuova comunicazione, per mezzo di appositi amplificatori a cordoni, installati rispettivamente a Roma ed a Sassari, consente l'allacciamento della intera rete telefonica interurbana sarda con la rete telefonica continentale.

Come S. E. il Ministro delle Comunicazioni ha annunziato alla Camera dei Deputati ed al Senato del Regno in sede di discussione del bilancio di previsione del Ministero delle Comunicazioni, è stata recentemente ultimata la posa del cavo telefonico fra la Sardegna ed il Continente, per conto delle Amministrazioni Postale Telegrafica e Telefonica.

Il nuovo cavo, che sarà aperto prossimamente al pubblico esercizio, completa le comunicazioni telegrafiche e telefoniche con l'Isola, finora effettuate a mezzo di quattro cavi telegrafici e di un radiocollegamento telefonico.

Dei servizi radio fra la Sardegna ed il Continente, degli esperimenti attraverso i quali la R. Marina effettuò (1) i primi collegamenti radiofonici (1921), del radiocollegamento telefonico a fascio effettuato nel 1930 sarà detto in successivo articolo.

Illustriamo, per ora, le caratteristiche e la posa del nuovo cavo telefonico.

---

(1) L'Elettrot., 1921, VIII, p. 617.

1. - Generalità.

L'allacciamento telefonico della Sardegna col Continente a mezzo di fili presentava particolari difficoltà tecniche a causa della lunghezza del cavo sottomarino che era necessario posare allo scopo.

E' noto difatti come nei cavi telefonici terrestri, atti a realizzare comunicazioni a grande distanza, sono intercalate delle stazioni amplificatrici, ogni 70 o 140 km, destinate ad amplificare le correnti telefoniche in modo da riportarle ogni volta pressappoco al livello di partenza; l'attenuazione massima di un tratto di circuito compreso fra due stazioni amplificatrici è di circa 3,5 e 1,6 neper rispettivamente per i circuiti a 4 fili e a 2 fili ([2]).

In un cavo sottomarino destinato ad essere posato in mari di grande profondità non è il caso di parlare di circuiti a quattro fili per le ragioni che esporremo appresso; d'altra parte, la costruzione di un cavo sottomarino avente una attenuazione totale di 1,6 neper era da escludersi per ragioni economiche.

Si era pensato a dividere il cavo sottomarino in due tratte facenti capo all'isola di Montecristo, dove si sarebbe installata un'apposita stazione amplificatrice; ma tale idea venne scartata anch'essa per ragioni economiche. Fortunatamente i recenti progressi fatti dalla tecnica nel campo di comunicazioni del genere, progressi che hanno anche permesso la progettazione di un cavo telefonico transatlantico, sono stati tali da rendere possibile la realizzazione dell'allacciamento in questione mediante un cavo sottomarino avente l'attenuazione totale di circa 4 neper ([3]), il quale attualmente è il più lungo del genere. Ciò è stato possibile con la scelta opportuna degli approdi del cavo al fine di ridurre al minimo ogni pericolo d'interferenze elettriche con altri impianti telegrafici, telefonici e industriali, e mediante l'adozione di opportuni dispositivi terminali.

Il cavo adottato permette contemporaneamente, oltre alla comunicazione telefonica che ne forma lo scopo principale, una comunicazione telegrafica infracustica in duplice, per la quale sono riservate le frequenze al disotto della banda utilizzata per la comunicazione telefonica, e una comunicazione telegrafica armonica a mezzo di due correnti vettrici di frequenze al disopra della banda stessa, e precisamente di 3000 p : s per la trasmissione in un senso e di 3500 p : s per la trasmissione nell'altro senso.

A quest'ultima comunicazione l'Amministrazione ha temporaneamente rinunciato, non essendo essa richiesta dalle attuali condizioni del traffico telegrafico con la Sardegna.

Diamo comunque nella fig. 1 lo schema del nuovo allacciamento comprendente anche le apparecchiature relative alla comunicazione telegrafica armonica.

([2]) Le limitazioni dipendono principalmente dal fenomeno della « diafonia », per i circuiti a quattro fili, e dalla non perfetta equivalenza delle impedenze dei circuiti con le rispettive necessarie linee artificiali di equilibrio, per i circuiti a due fili.

([3]) Un cavo telegrafico sottomarino Continente-Sardegna del tipo ordinario presenta un'attenuazione di circa 13 neper.

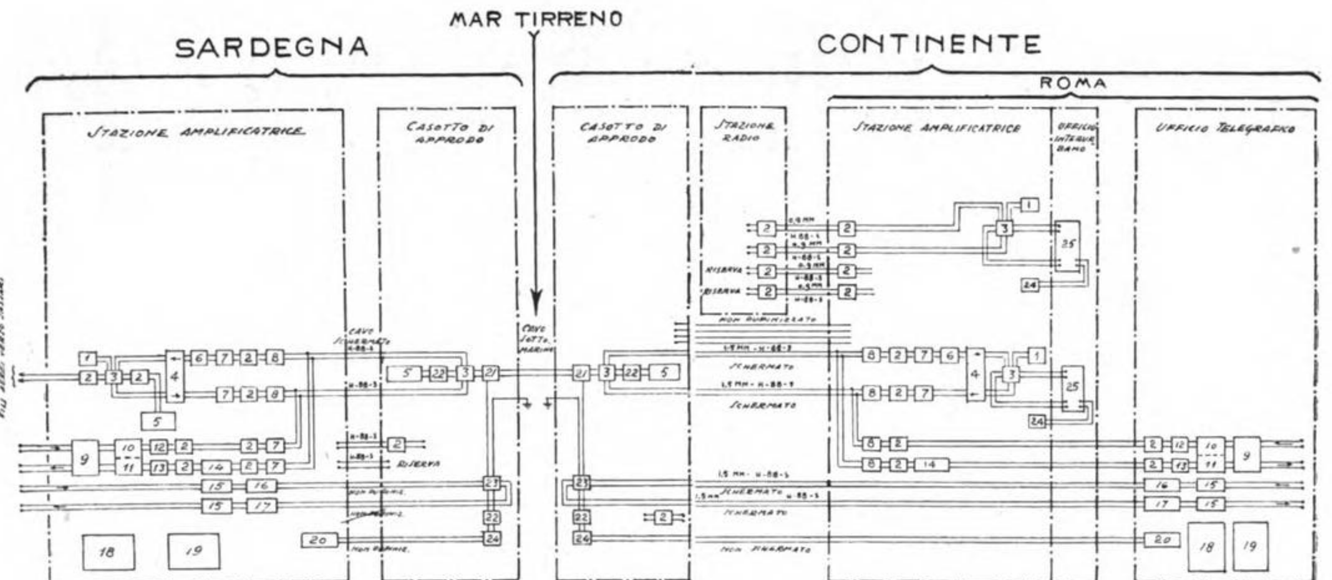


Fig. 1. — Schema dell'allacciamento Continente-Sardegna.

1 – Convertitore di chiamata a frequenza vocale.
2 – Traslatore.
3 – Dispositivo terminale di circuito a 4 fili.
4 – Amplificatore a 4 fili.
5 – Linea artificiale di tipo universale.
6 – Eguagliatore.
7 – Filtro passa alto.
8 – Filtro passa basso.
9 – Circuiti telegrafici a corr. continua e di controllo.
10 – Oscillatore e amplificatore di trasmissione.
11 – Amplificatore e rettificatore di ricevimento.
12 – Filtro di trasmissione.
13 – Filtro di ricevimento.
14 – Amplificatore.
15 – Relais telegrafico.
16 – Filtro rettificatore dei segnali telegrafici.
17 – Filtro.
18 – Apparati di prova delle batterie per la telegrafia armonica.
19 – Apparati per la prova di circuiti telegrafici.
20 – Circuito di prova.
21 – Dispositivo di derivazione per telegrafia infracustica.
22 – Dispositivo di equilibrio del precedente.
23 – Dispositivo di duplice telegrafico.
24 – Linea artificiale.
25 – Equipaggiamenti per amplificatori a cordoni.

Come risulta da esso schema, il nuovo circuito telefonico fa capo da una parte all'Ufficio Interurbano di Sassari e dall'altra all'Ufficio Interurbano di Roma, e comprende: una linea telefonica aerea bifilare in filo di bronzo da mm 3 tra Sassari e la stazione amplificatrice prossima all'approdo del cavo sottomarino in Sardegna, un cavetto di raccordo sotterraneo pupinizzato con isolamento in carta e aria, fra detta stazione e il casotto di approdo, il cavo sottomarino, un cavetto di raccordo sotterraneo pupinizzato con isolamento in carta e aria fra il casotto di approdo del cavo sottomarino in Continente e la stazione amplificatrice del Viminale in Roma.

Il circuito può essere raccordato, da una parte, con la rete telefonica sarda, e dall'altra, con la rete telefonica continentale, a mezzo di appositi amplificatori a cordoni, installati rispettivamente negli uffici interurbani di Sassari e di Roma.

Il circuito è del tipo a due fili fra Sassari e la stazione amplificatrice in Sardegna, a quattro fili dalla detta stazione amplificatrice al casotto di approdo del cavo in Sardegna, a due fili lungo il cavo sottomarino (conduttore di andata isolato, conduttore di ritorno non isolato), a quattro fili tra il casotto di approdo in Continente e la stazione amplificatrice di Roma, e a due fili tra quest'ultima e la centrale interurbana di Roma. La stazione amplificatrice in Sardegna comprende un dispositivo terminale per circuito a quattro fili con la linea artificiale di equilibrio della linea aerea, un amplificatore a quattro fili, un eguagliatore di attenuazione per eliminare la distorsione, filtri passa-alto e passa-basso, un dispositivo di conversione per la chiamata a frequenza vocale, e poi, in derivazione, le apparecchiature per la comunicazione telegrafica armonica.

Nella stazione sono montati anche un relais telegrafico di trasmissione e uno di ricevimento, nonchè due filtri per la comunicazione telegrafica infra-acustica la quale, derivandosi dal cavo sottomarino nel casotto di approdo, prosegue verso l'Ufficio telegrafico di Sassari a mezzo di due fili di bronzo aerei di 3 mm, uno per la trasmissione in un senso e l'altro per la trasmissione in senso contrario.

Nel casotto di approdo in Sardegna sono installati il dispositivo terminale per circuito a quattro fili con la relativa linea artificiale di equilibrio del cavo sottomarino, il dispositivo di derivazione di cui sopra e un dispositivo di duplice, con relativa linea artificiale, per la comunicazione telegrafica infra-acustica. Analoghi apparecchi sono montati nel casotto di approdo in Continente e nella stazione amplificatrice di Roma, salvo che le apparecchiature relative alle comunicazioni telegrafiche, anzichè essere disposte nella stazione amplificatrice, sono portate direttamente all'Ufficio telegrafico di Roma a mezzo di apposito cavo di raccordo.

Dalla fig. 1 si rileva altresì come siano state utilizzate alcune coppie del cavo di raccordo per il funzionamento della stazione radio, che finora era stata servita per mezzo di fili aerei.

Nella fig. 2 è riportato lo schema del circuito telefonico Sassari-Roma col relativo diagramma dei livelli di trasmissione nei due sensi.

Diamo ora qualche cenno illustrativo sul cavo sottomarino e sui cavi di raccordo.

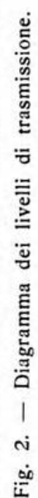


Fig. 2. — Diagramma dei livelli di trasmissione.

2. - Cavo sottomarino.

I. - *Costituzione e caratteristiche costruttive.*

a) *Costituzione.* — Il cavo posato fra il Continente e la Sardegna ha una lunghezza complessiva di 145,774 miglia marine, pari a 269,973 km, così ripartita:

Casotto di approdo in Continente.

Cavo da costa a 2 conduttori sotto piombo (tipo A^2 Pb)	0,200 miglia marine
Cavo da costa a 2 conduttori senza piombo (tipo A^2)	4,508 » »
Cavo da costa a 1 conduttore (tipo A)	4,020 » »
Cavo intermedio (tipo B)	4,000 » »
Cavo da fondo (tipo D)	109,863 » »
Cavo intermedio (tipo B)	7,052 » »
Cavo da costa a 1 conduttore (tipo A)	15,619 » »
Cavo da costa a 2 conduttori senza piombo (tipo A^2)	0,308 » »
Cavo da costa a 2 conduttori sotto piombo (tipo A^2 Pb)	0,204 » »

Casotto di approdo in Sardegna.

b) *Cavi a un conduttore.* — I cavi telefonici terrestri contengono parecchie decine di conduttori, in modo da permettere la realizzazione di un gran numero di circuiti. Così, ad esempio, il cavo Firenze-Bologna è composto di 540 conduttori (135 bicoppie).

Nei cavi sottomarini, il numero dei conduttori viene limitato dalla necessità di ridurre quanto più possibile il peso dei cavi stessi, per le difficoltà relative alla posa nonchè ai rilevamenti in caso di guasti; perciò i cavi telegrafici sottomarini più lunghi sono tutti a un solo conduttore.

Per le comunicazioni telefoniche è stata da tempo riconosciuta la necessità di costituire circuiti completamente metallici (bifilari), e ciò allo scopo di eliminare quei disturbi cui sono soggetti i circuiti con ritorno per il suolo, a causa delle correnti estranee (telefoniche, telegrafiche o industriali) convogliate sui circuiti attraverso le prese di terra, nonchè delle correnti indotte dovute a conduttori vicini. Tali inconvenienti possono essere evitati nei cavi sottomarini a un solo conduttore colla scelta opportuna degli approdi e del tracciato, in modo che le loro estremità siano a sufficiente distanza dagli impianti industriali e che essi cavi non presentino parallelismi a breve distanza con altri cavi sottomarini.

Per quanto riguarda specialmente i risalimenti di correnti attraverso le prese di terra, si suole anche ricorrere, laddove è necessario, a prese di terra lontane dalle spiaggie mediante conduttori isolati sussidiari la cui lunghezza dipende dalle condizioni locali dei singoli approdi; tali conduttori sono disposti entro la stessa armatura che serve a proteggere il conduttore principale, ed hanno le estremità lontane saldate ai fili dell'armatura stessa.

Per queste ragioni, anche per le comunicazioni telefoniche pos-

sono dunque essere adoperati cavi sottomarini a un sol conduttore, ed è questo un vantaggio che si mette a profitto per la realizzazione di cavi telefonici da posare in mari a grandi profondità, per ridurre al minimo il loro peso.

E' da osservare però che, a differenza di quanto avviene per le correnti telegrafiche a bassa frequenza, che ritornano attraverso il mare per una via di grandissima sezione e quindi di trascurabile resistenza, le correnti di ritorno di frequenza piuttosto elevata tendono a concentrarsi in vicinanza del cavo tanto più, quanto più alta è la frequenza; per cui la resistenza della via di ritorno diviene conseguentemente più grande. Nel caso di correnti telefoniche, le correnti di ritorno sono praticamente localizzate nelle armature di fili di acciaio, poste attorno al cavo, e nella massa d'acqua che si trova attorno all'isolante: così la resistenza del ritorno diventa una parte importante della resistenza totale del circuito, e ha quindi una notevole influenza sull'attenuazione del circuito stesso.

Gli studi fatti hanno dimostrato che un mezzo efficace per diminuire questa resistenza del circuito di ritorno è quello di disporre fra l'armatura e l'anima del cavo un conduttore di bassa resistenza, non isolato. Le correnti di frequenze più basse si dividono allora fra l'acqua, l'armatura e detto conduttore, mentre le altre, più sono elevate di frequenza, e più tendono a convogliarsi attraverso il solo conduttore, la cui resistenza rappresenta perciò il limite superiore della resistenza incontrata dalla corrente di ritorno. L'attenuazione del cavo viene così notevolmente diminuita.

Il primo cavo telefonico sottomarino a un sol conduttore isolato in gutta, a conduttore concentrico di ritorno, fu costruito nel 1914 dalla Norddeutschseekabel-Werke e posato soltanto nel 1920.

Altri cavi dello stesso tipo sono i tre cavi posati nel 1921 dalla Cuban-American Telephone and Telegraph Co. fra KeyWest e Avana, e i due cavi posati nel 1924 dalla International Telephone and Telegraph Corporation fra Algeri e Ceuta e fra Teneriffa e la Gran Canaria.

Le lunghezze dei primi tre sono comprese fra 186 e 195 km e quelle degli altri due sono di 37 e 74 km rispettivamente: la profondità del mare raggiunge in alcuni punti fra KeyWest ed Avana i 1830 m, e fra Teneriffa e la Gran Canaria i 2740 m.

Il cavo Continente-Sardegna corrisponde a questi ultimi tipi, pur essendo di lunghezza molto superiore. Ne daremo appresso i dettagli costruttivi.

c) *Isolante.* — L'isolante generalmente usato per cavi da posare a grandi profondità è la guttaperca, giacchè la carta, che è esclusivamente usata pei cavi telefonici terrestri, implica necessariamente l'uso di un tubo impermeabile di piombo, e questo, oltre ad aumentare il peso del cavo, essendo facile a deteriorarsi, costituisce un pericolo di guasti frequenti ed importanti ad onta degli accorgimenti adottati per limitarne l'entità.

Tuttavia un cavo di questo tipo venne progettato per il collegamento Sardegna-Continente, cavo che l'Amministrazione non ritenne conveniente di prendere in considerazione per non correre l'alea di

cui sopra. In esso la guaina di piombo, dello spessore di mm 3, avrebbe costituito il conduttore di ritorno.

Il tipo di guttaperca preferibilmente usato pei cavi telefonici sottomarini ed usato quindi anche pel cavo di cui è parola, è a bassa conduttanza, al fine di avere perdite nel dielettrico meno sensibili.

d) *Carica induttiva.* — Mentre i cavi terrestri telefonici sono caricati col sistema Pupin, cioè mediante bobine d'induttanza inserite nei circuiti ad intervalli regolari, i cavi sottomarini, specialmente se destinati a grandi profondità, sono esclusivamente caricati col sistema Krarup, e cioè con spiraline di filo di ferro dolce o di leghe ad alta permeabilità come il perminvar e simili, avvolte sul conduttore in modo continuo e a spire combacianti: ciò perchè l'impiego di bobine Pupin, anche se di tipo perfezionato ed espressamente costruite a tale scopo, sarebbe proibitivo per le solite ragioni relative alla difficoltà di posa e di rilevamento in caso di guasti.

Colla carica tipo Krarup adottata per il cavo di cui trattasi si realizza anche il vantaggio di poter trasmettere correnti di frequenza relativamente elevata che non potrebbero essere trasmesse coi cavi pupinizzati, poichè questi, come è noto, hanno una frequenza limite oltre la quale presentano un'attenuazione infinitamente grande: così i cavi delle Canarie, che sono caricati con lo stesso Krarup [4], sono sfruttati per realizzare comunicazioni telefoniche ad alta frequenza sovrapposte a quella ordinaria, a mezzo di correnti vettrici.

e) *Anima principale.* — L'anima è costituita da un filo di rame elettrolitico ricotto, di circa 3 mm, sul quale sono avvolte ad elica cinque piattine, pure di rame, delle dimensioni di 1,96 × 0,32 mm.

La carica è costituita da una spirale di filo di ferro dolce ricotto del diametro di 0,25 mm a spire combacianti. L'isolamento di questo conduttore è ottenuto con tre strati concentrici di gutta speciale a bassa conduttanza, contenente circa il 55 % di gutta pura, coi quali l'anima del cavo raggiunge il diametro di 12,1 mm circa.

Sulla guttaperca è applicato un nastro di cotone tannato e quindi un nastro teredo di rame, dello spessore di circa mm 0,1, con bordi sovrapposti, in modo da formare un tubo ben chiuso.

---

(4) Si ha ora la tendenza ad usare cavi non caricati per poterli sfruttare col sistema della telefonia multipla ad alta frequenza. Un cavo di tale tipo è il quarto cavo KeyWest-Avana entrato in servizio nel gennaio 1931. Esso consente 6 trasmissioni telefoniche a correnti vettrici di frequenze 7.800, 11.800 e 14.800 per le trasmissioni in un senso e 19.100, 22.800 e 27.000 per le trasmissioni nell'altro senso. L'attenuazione dell'intero cavo (108,6 miglia marine) per la più alta frequenza trasmessa è di 9,3 neper, mentre l'attenuazione corrispondente alla frequenza di 2.000 p : s è di 2,9 neper. Nella costruzione di tale cavo è stata impiegata come isolante la paragutta, miscela già studiata per la costruzione del cavo telefonico transatlantico, a base di caoutchouc privo di proteina, di balata priva di resine e di cera. Tale miscela possiede per le alte frequenze (22.000 p : s) una costante dielettrica uguale a circa i 5/6 di quella della migliore gutta usata pei cavi sottomarini, e un rapporto fra disperdenza e capacità circa 17 volte più piccolo di quello della gutta ordinaria.

Su tale nastro è poi avvolta una corona di 52 fili di rame (5) ciascuno del diametro di circa 0,78 mm, costituente insieme col nastro teredo il conduttore di ritorno. Il tutto è fasciato con un nastro imbevuto di miscela a base di paraffina: il diametro esterno dell'anima così composta è di circa 15 mm.

Il peso del conduttore di rame interno, quello della guttaperca e quello del conduttore di rame esterno (compreso il nastro teredo) sono rispettivamente di circa 90, 100 e 280 grammi per metro.

f) *Conduttore di terra isolato.* — Il conduttore centrale e quello concentrico di ritorno non isolato, che costituiscono l'anima sopra descritta, si estendono per tutta la lunghezza del cavo; ma, conformemente alla pratica dei cavi telegrafici sottomarini, alle due estremità il cavo è provvisto di un secondo conduttore isolato col quale viene presa la terra ad una certa distanza dalla riva.

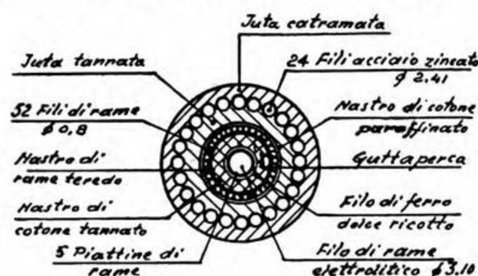


Fig. 3 — Sezione del cavo da fondo (tipo D).

Tale conduttore è simile al conduttore normale ed è, com'esso, isolato in guttaperca e protetto con nastro di cotone tannato, nastro teredo di rame e nastro di cotone imbevuto di miscele: manca naturalmente la corona di fili di rame.

g) *Anima e conduttore di terra protetti con tubi di piombo.* — Nei tratti di cavo posati sulla costa, l'anima e il conduttore di terra sono protetti contro gli agenti atmosferici, che potrebbero danneggiare la guttaperca, mediante tubi di piombo dello spessore di circa 1 mm. Sul tubo di piombo è poi avvolto un nastro di cotone paraffinato di color bianco per il conduttore principale e verde per quello di terra.

h) *Armatura.* — Il tipo e le dimensioni dell'armatura di un cavo sottomarino variano a seconda della profondità a cui devono essere posati i vari tratti di cavo e, per le piccole profondità, anche a seconda della natura del fondo marino, delle correnti e di altri fattori. Si sono costruiti così cinque tipi di cavo, le cui sezioni sono rappresentate nelle figg. 3 a 8, e precisamente:

---

(5) Nei cavi delle Canarie la corona è composta di 34 fili. Nei cavi di Key West-Avana, invece della corona di fili, sono applicati due nastri di rame.

1°) *Cavo da fondo* (tipo D). — E' posato nel tratto intermedio di maggiore profondità. E' costituito da un'anima, come quella già descritta, fasciata da due strati di fili di juta tannata avvolti in senso

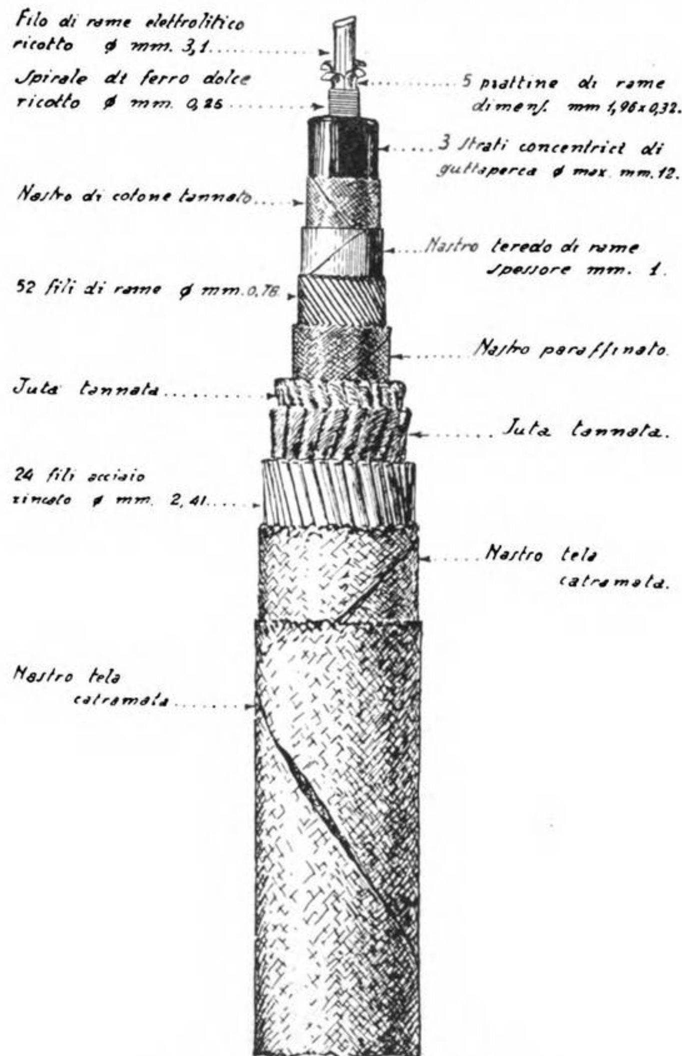


Fig. 4. — Cavo da fondo (tipo D).

contrario e legati con filo di canape, tali da costituire una buona imbottitura per l'armatura sovrastante; questa risulta di 24 fili di acciaio zincato del diametro di circa 2,41 mm (figg. 3 e 4). Il cavo è

completato con una fasciatura esterna di due nastri di tela hessian catramata avvolti in senso contrario.

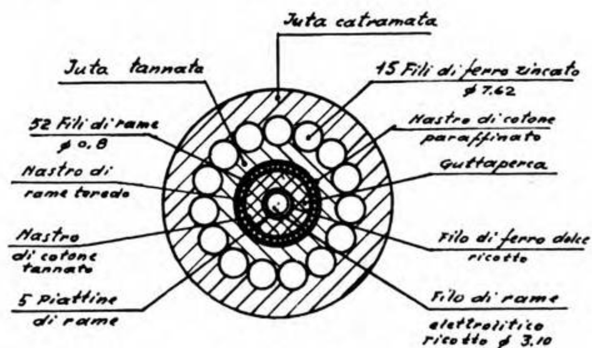


Fig. 5. — Sezione del cavo intermedio (tipo B).

Il diametro esterno del cavo è di 28,5 mm circa. Il peso all'asciutto è di 1750 kg/km. Il carico di rottura dei fili di acciaio, che secondo il capitolato doveva essere non minore di 100 kg/mm², è in-

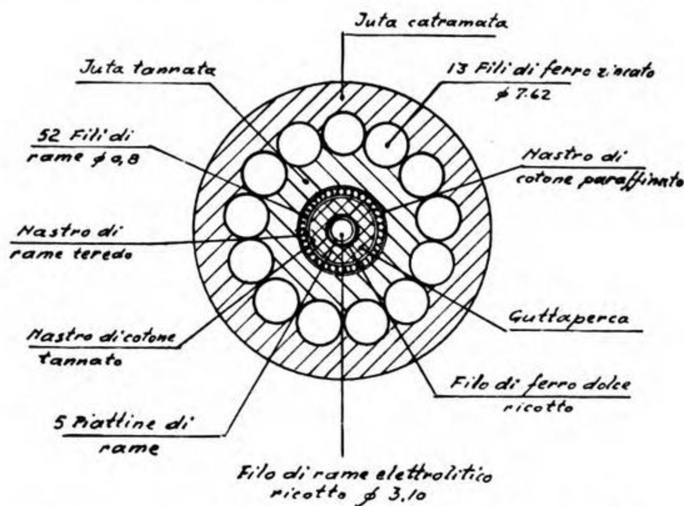


Fig. 6. — Sezione del cavo da costa a un conduttore (tipo A).

vece di circa 150 kg/mm². Tale elevato carico è stato ritenuto necessario per poter posare il cavo con un imbando minimo, in modo che la lunghezza complessiva del cavo fosse la minore possibile.

2°) *Cavo intermedio* (tipo B). — Sull'anima, come quella del tipo precedente, è applicata un'imbottitura di juta (due strati) e poscia una legatura di fili di canapa; l'armatura sovrastante è costituita da 15 fili di ferro zincato del diametro di 5.08 mm, e la fasciatura esterna da due strati di fili di juta catramata avvolti in senso contrario (fig. 5).

Il diametro esterno del cavo è di circa 40,5 mm ed il peso di circa 3850 kg/km. I fili di ferro, come quelli costituenti l'armatura dei successivi tipi di cavo, hanno un carico di rottura intorno a 45 kg/mm² (il capitolato prescriveva un carico di rottura non inferiore a 40 kg/mm²).

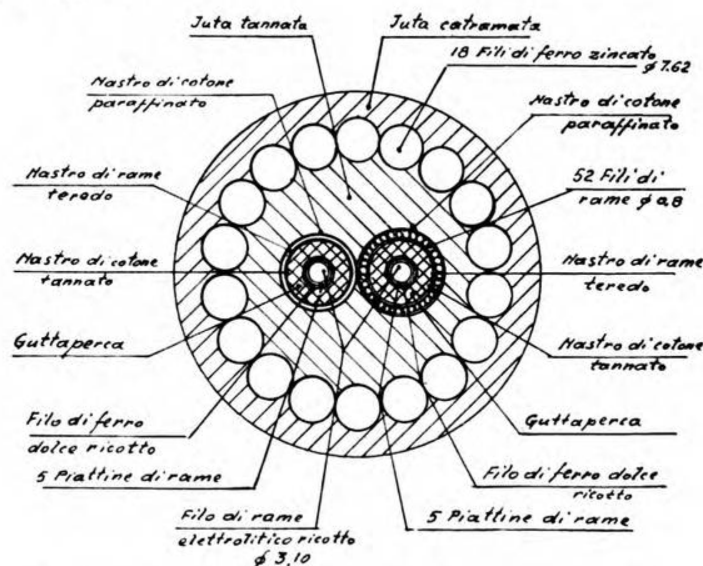


Fig. 7. — Sezione del cavo da costa a due conduttori (tipo A²).

3°) *Cavo da costa a un conduttore* (tipo A). — Sull'anima, come quella dei cavi precedenti, è applicata una imbottitura costituita di due strati di juta e poi una legatura di fili di canapa. L'armatura sovrastante è costituita da 13 fili li ferro zincato del diametro di circa 7,62 mm (fig. 6). La fasciatura esterna risulta di due strati di fili di juta catramata avvolti in senso contrario. Il diametro esterno è di circa 50 mm ed il peso di circa 6600 kg/km.

4°) *Cavo da costa a due conduttori* (tipo A²). — Si compone di due conduttori, di cui uno è un'anima come quella dei cavi precedenti, e l'altro un conduttore isolato di terra, come sopra descritto. Tali conduttori sono cordati fra loro con riempitivi di juta tannata e poi fasciati con un'imbottitura di due strati di fili di juta tannata avvolti in senso contrario e legati con filo di canapa (fig. 7). L'armatura è costituita da 18 fili di ferro zincato del diametro di circa 7,62 mm; la

fasciatura esterna è costituita da due strati di fili di juta catramata avvolti in senso contrario. Il diametro esterno è di circa 62 mm e il peso è di circa 9950 kg/km.

5°) *Cavo da costa a due conduttori sotto piombo* (tipo A^2 Pb). — E' costruito come il precedente, ma con due conduttori sotto-piombo come precedentemente descritto. L'armatura è costituita da 20 fili di ferro zincato del diametro di 7,62 mm. Il diametro esterno è di circa 68 mm, il peso di circa 11 500 kg/km (fig. 8).

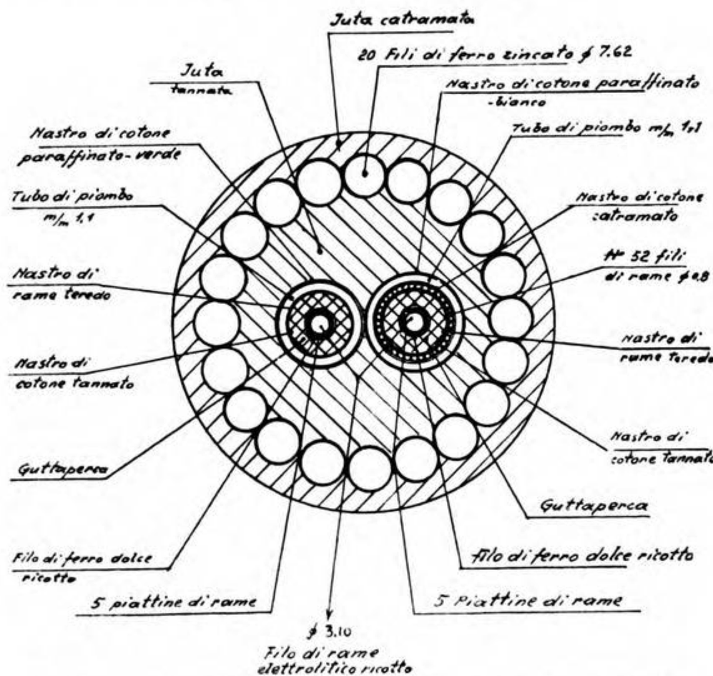


Fig. 8. — Sezione del cavo da costa a due conduttori sotto piombo (tipo A^2 Pb).

II. - *Fabbricazione del cavo e prove elettriche prima della posa.*

Il cavo venne fabbricato dalla Società Italiana Pirelli su dati forniti dalla Western Electric Co., che ne possiede il brevetto. Le anime in guttaperca vennero costruite presso lo stabilimento della Bicocca (Milano) della suddetta Società Pirelli. Le fasciature e le armature vennero applicate nello stabilimento di S. Bartolomeo (La Spezia) della Società medesima.

Con sistematici controlli eseguiti in fabbrica fu possibile ottenere la quasi costanza nei valori della capacità, disperdenza, resistenza ohmica e induttanza. Le misure vennero fatte prima dell'ap-

plicazione della corona di fili di rame esternamente all'anima in guttaperca.

Speciale cura fu dedicata all'esame delle caratteristiche del ferro, poichè queste sono soggette a variazioni durante i vari processi di lavorazione. La permeabilità del ferro, che all'arrivo in fabbrica era stata riscontrata eguale a circa 200 unità (per piccolissime intensità di campo magnetico), in seguito all'operazione d'avvolgimento sul conduttore di rame, si abbassò fino a valori dell'ordine di 100 unità a causa dell'incrudimento del materiale. Durante le successive lavorazioni, che pur non interessavano direttamente il ferro, si notò un'ulteriore variazione nella permeabilità di questo, dell'ordine del 5 %.

Da misure di collaudo eseguite su campioni di anime con corrente alternata a 1000 p : s, risultò una disperdenza di 8,2 micromho per km a 24° C, e una capacità di 0,171 μF per km alla stessa temperatura di 24°: il rapporto fra la disperdenza e la capacità risultò così uguale a circa 48 (condizione contrattuale : ≤ 50).

Vennero eseguite anche misure di induttanza e resistenza effettiva su un doppino di m 31 espressamente costruito a norma del capitolato e costituito da due conduttori di rame krarupizzati, identici a quelli delle anime in guttaperca, isolati però separatamente con carta compressa fino al diametro di mm 12,8. Con una corrente di misura di 1 milliampere e una frequenza di 800 p : s si ebbero i seguenti risultati :

Induttanza : 4,54 millihenry per km (prescritta : non meno di 4,2); resistenza effettiva : 1,063 volte la resistenza per corrente continua (prescritta : non maggiore di 1,1 volte).

Le bobine di anima vennero provate anche alla tensione alternata efficace di 5000 volt con esito soddisfacente.

Molto laboriosa riuscì la ricerca dell'ordine (allocazione), col quale le bobine di anima fasciate dovevano essere giuntate per la costituzione del cavo, ad onta degli accorgimenti usati per raggiungere la costanza delle impedenze caratteristiche delle singole pezzature di anima. Il cavo doveva consentire una elevata amplificazione data la sua attenuazione rilevante, specialmente nelle frequenze verso i 2000 p : s; era quindi necessario garantire una grande regolarità nell'andamento della curva di impedenza in funzione della frequenza.

Poichè, come si vedrà, l'attenuazione cresce notevolmente con l'aumentare della frequenza, il tratto di curva da prendere in maggiore considerazione era quello compreso tra 1000 p : s e la frequenza più elevata di trasmettere, che è di poco superiore ai 2000 p : s.

Il ponte impiegato per le misure di impedenza assimila il cavo ad una resistenza R e ad una capacità C, collegate in parallelo (fig. 9). Il metodo di misura è di riduzione allo zero. I due reostati R_p ed R_t ed i due condensatori C_p e C_t sono tarati accuratamente in modo che, chiudendo il ponte sul complesso $R_t\,C_t$ (posizione del commutatore : manovella a sinistra), si trova un equilibrio praticamente perfetto per valori eguali di resistenza e di capacità nei due lati di paragone facenti capo alla terra. Tale verifica di perfetta taratura si ripete di tanto in tanto portando il commutatore a sinistra.

La misura si effettua, invece, portando la manovella del commutatore a destra, con che fra i vertici X e terra del ponte viene inserito il cavo (estremità vicina), mentre il condensatore shuntato $R_t\ C_t$ viene inserito come chiusura del circuito alla estremità lontana del cavo.

La manovra si effettua in modo da conferire sempre alle due resistenze $R_p\ R_t$ valori eguali, e similmente alle due capacità $C_p\ C_t$; e cambiando i valori delle resistenze e delle capacità fino ad ottenere l'equilibrio (silenzio al telefono). I valori corrispondenti a tale condizione sono quelli relativi alla impedenza caratteristica cercata, poichè

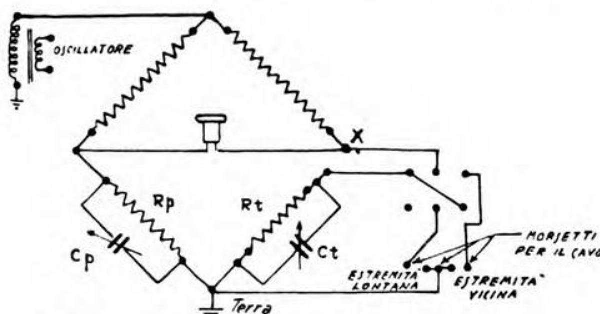


Fig. 9. — Schema di principio del ponte per la misura di impedenza.

risulta verificata la condizione di eguaglianza fra l'impedenza misurata all'origine e quella su cui è chiuso il circuito alla estremità lontana.

Il metodo si presta per la misura dell'impedenza caratteristica anche se il complesso $R_t\ C_t$ non è perfettamente tarato. Basta infatti cercare per tentativi la condizione per cui, invertendo la posizione della manovella del commutatore, il ponte rimane stabilmente in equilibrio (silenzio al telefono). In questa condizione l'impedenza caratteristica cercata è evidentemente quella che corrisponde ai valori definitivi di $R_p\ C_p$.

Le diverse bobine, dopo esame, venivano poi collegate nell'ordine che meglio soddisfaceva ad una regolarità delle curve impedenza-frequenza. Un'attenzione particolare venne posta nella designazione delle bobine di scorta, che dovranno poter essere inserite in qualunque punto del cavo nel caso di future eventuali riparazioni.

L'« allocazione » definitiva (fig. 10) fu possibile soltanto quando fu constatato che le lavorazioni successive non avrebbero alterato sensibilmente il valore della permeabilità del ferro e quindi dell'impedenza.

Una volta stabilito l'ordine delle bobine, queste vennero giuntate per la costituzione del cavo che si presumeva sufficiente per l'allacciamento, in base al tracciato progettato e agli scandagli eseguiti in precedenza lungo il tracciato medesimo. Esso cavo venne presentato al collaudo in fabbrica diviso in 4 tratte e precisamente :

1) Atterraggio in Continente costituito da:

miglia	marine	0,200	di	cavo	tipo	A^2 Pb
»	»	4,508	»	»	»	A^2
»	»	4,020	»	»	»	A
»	»	4,000	»	»	»	B.

2) Cavo da fondo dalla parte del Continente:
miglia marine 60,488.

3) Atterraggio in Sardegna costituito da:

miglia	marine	0,204	di	cavo	tipo	A^2 Pb
»	»	0,308	»	»	»	A^2
»	»	15,619	»	»	»	A
»	»	7,052	»	»	»	B.

4) Cavo da fondo dalla parte della Sardegna:
miglia marine 50,769.

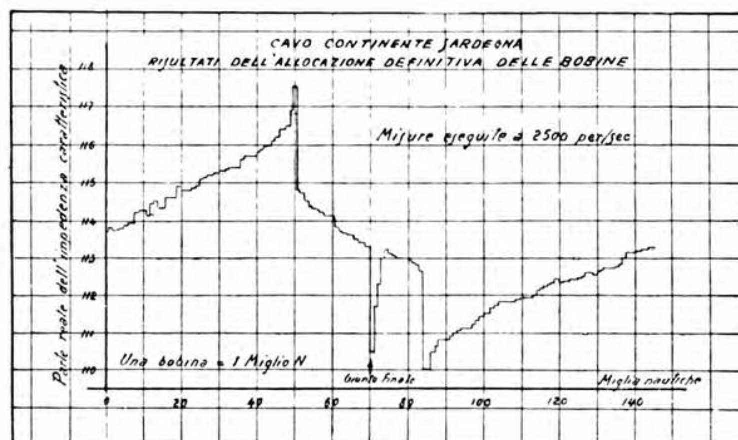


Fig. 10. — Parte reale dell'impedenza caratteristica delle singole bobine, aventi ciascuna la lunghezza di un miglio marino e costituenti il cavo, secondo l'ordine definitivo di « allocazione ».

Inoltre rimanevano disponibili, a titolo di scorta, alcuni altri tratti di cavo dei diversi tipi.

A bordo vennero eseguiti i giunti fra le tratte 1) e 2) e fra le tratte 3) e 4), indi venne staccata dall'atterraggio in Sardegna la parte comprendente i cavi da costa a due conduttori, (più miglia marine 3,527 di cavo tipo A, per un totale di miglia marine 4,039), e ciò a seguito delle modalità di posa stabilite.

Le 4 tratte di cui sopra vennero assoggettate in fabbrica a misure di isolamento a corrente continua (tensione 400 volt applicata in un senso e nell'altro), di capacità, di resistenza rame, di impedenza caratteristica e di attenuazione a varie frequenze con i seguenti risultati :

Isolamento chilometrico delle 4 tratte dopo 1 minuto primo di elettrizzazione, ridotto a 24° C, rispettivamente : 5070, 5375, 5130 e 4900

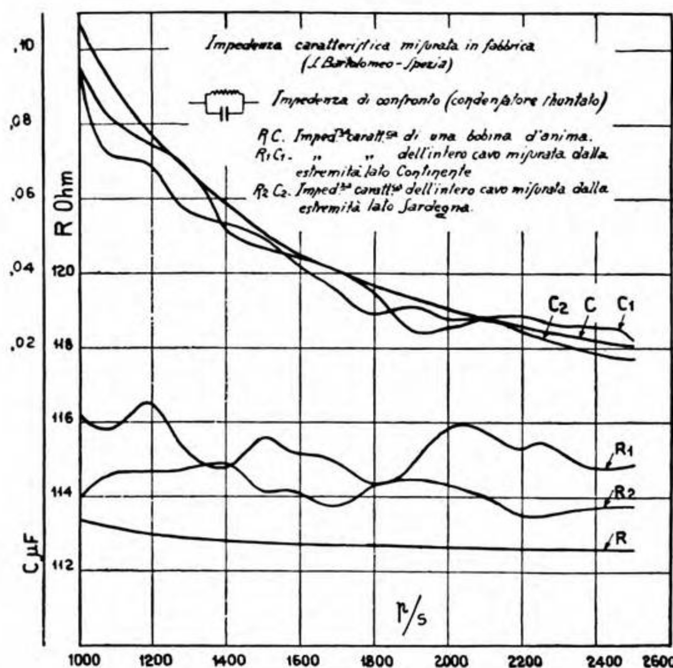


Fig. 11. — Componenti dell'impedenza caratteristica, misurate in fabbrica.

megaohm/km (prescritto : almeno 1000). Il miglioramento dell'isolamento col proseguire dell'elettrizzazione risultò, alla fine del 20° minuto, di circa il 35 %.

Capacità elettrostatica del conduttore principale rispetto a tutti gli altri (misurata con 10 volt), rispettivamente per le 4 tratte : 0,170, 0,170, 0,170 e 0,171 microfarad/km.

Resistenza ohmica del conduttore centrale, ridotta a 24° C : 1,626, 1,626, 1,624 e 1,621 ohm/km, rispettivamente per le 4 tratte.

Le impedenze caratteristiche vennero misurate sull'intero cavo (tratte giuntate provvisoriamente nell'ordine 1) 2) 4) 3)) dalle due estremità : le curve della fig. 11 mostrano la resistenza e la capacità del condensatore shuntato, di paragone, cioè di impedenza uguale a

quella del cavo; le ondulazioni sono dovute alle riflessioni prodotte dalle inevitabili discontinuità. In contrapposto si può osservare la regolarità della impedenza caratteristica di una singola bobina d'anima priva dell'armatura rappresentata dalle curve *C R* della stessa fig. 11.

Sull'intero cavo vennero anche eseguite misure di attenuazione-frequenza ottenendo i seguenti risultati:

Frequenza	1000	p : s	Attenuazione	2,81	neper
»	1500	»	»	3,24	»
»	2000	»	»	3,74	»
»	2500	»	»	4,37	» .

III. - *Posa.*

La posa del cavo sottomarino, che si doveva iniziare il 16 aprile 1932, fu rimandata al giorno 22 a causa del maltempo, ed ebbe termine il 28 dello stesso mese.

Essa venne effettuata con la R. N. « Città di Milano », secondo il programma prestabilito. Ancoratasi la nave a circa 2 km dal casotto di approdo già approntato sulla spiaggia, venne trasbordato su un'apposita chiatta fluviale il quantitativo di cavo giudicato necessario per raggiungere la spiaggia; questo venne poi posato a partire dalla nave e procedendo verso la spiaggia con l'ausilio di un rimorchiatore.

Ultimata la posa dell'atterraggio, si iniziò la posa del cavo rimasto a bordo, secondo il tracciato prestabilito, fino a posare l'intera tratta risultante dalla giunzione delle tratte 1) e 2) di cui sopra. Dopo aver lasciato una boa sulla cima, la nave partì per la Sardegna per procedere alla posa del rimanente cavo in senso inverso. Essa si ancorò a circa 4 miglia dal casotto; venne trasbordato su apposita chiatta lo spezzone di cavo di atterraggio già tagliato, e di questo si fece la posa a cominciare dal casotto e procedendo verso la nave. (Il diverso metodo di posa rispetto all'atterraggio in Continente era richiesto da ragioni tecniche). Giunta la cima a bordo della R. N. « Città di Milano », dopo le misure di regola, si eseguì il giunto col cavo di bordo, indi si iniziò la posa verso la boa di cui sopra.

Raggiunta questa e salpata la cima del tratto di cavo verso il Continente, si tagliò dalla tratta di cavo tipo D verso la Sardegna la parte eccedente (miglia marine 1,394); dopo le misure elettriche di regola, sulle due tratte, fu eseguito il giunto finale che si lasciò cadere a mare alle ore 21,03 del giorno 28 aprile 1932 - X.

La posa potè essere eseguita nelle migliori condizioni grazie all'accurata preparazione compiuta dai tecnici ad essa preposti, ed alla diligente collaborazione del Comandante e degli ufficiali della R. N. « Città di Milano ».

L'imbando prestabilito in funzione della profondità del mare era stato calcolato ammettendo un modulo di sicurezza uguale a 1/2 del modulo di rottura ([6]) assunto eguale al peso (in acqua) di 5500, 5000 e

([6]) Il « modulo » o « lunghezza di rottura » è dato dal rapporto del carico di rottura del cavo al peso unitario del cavo stesso in acqua.

12.500 metri di cavo, rispettivamente per i tre tipi A, B, D. Erano stati preparati i necessari diagrammi di posa (tensione del dinamometro in funzione della profondità, ecc.) sulla base di una velocità di posa di 3 miglia marine all'ora per il cavo tipo A, di 4,5 miglia marine all'ora pel cavo tipo B, e di 6 miglia marine all'ora pel cavo tipo D. Quali pesi in acqua dei tre suddetti tipi di cavo erano stati assunti rispettivamente i valori di 4.800 , 2.600 e 1.183 kg/km; quali valori dei coefficienti di attrito di scorrimento longitudinale vennero assunti i valori di 53,37 , 42,38 , 21,30, e quali valori dei coeffi-

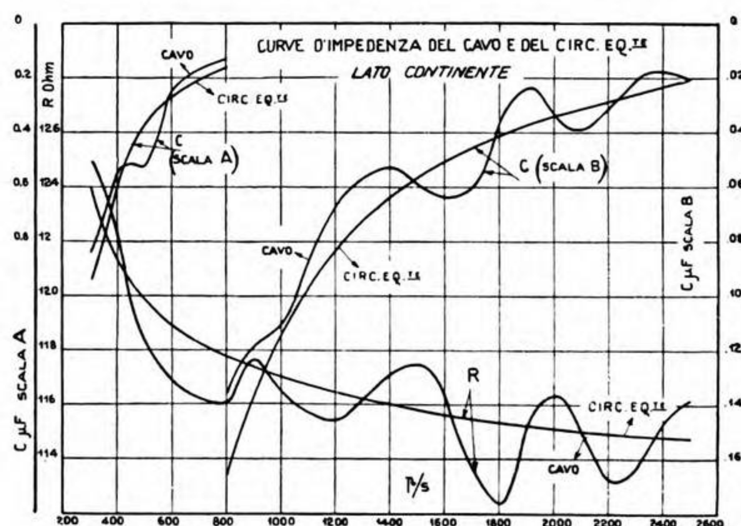


Fig. 12. — Componenti dell'impedenza caratteristica del cavo e del circuito equivalente, misurate dopo la posa, dal lato Continente.

cienti di attrito trasversale, sempre per i tre tipi di cavi suddetti, quelli di 383,5 , 304,6 e 184,5, rispettivamente.

L'imbando, che venne continuamente regolato a mezzo dell'apposito indicatore d'imbando, installato a bordo a corredo della macchina di posa, e a mezzo degli scandagli elettro-acustici, parimenti installati a bordo della R. N. « Città di Milano », risultò nel complesso di miglia marine 11,674, pari ad una media dell'8,7 %. La profondità media del mare lungo l'intero tracciato del cavo è di m 1100; la profondità massima incontrata fu di m 2100. Durante la posa il cavo venne tenuto costantemente in osservazione sia dall'estremità a bordo sia dall'estremità a terra, mediante appositi dispositivi elettrici all'uopo predisposti.

La mattina del giorno seguente alla ultimazione della posa furono eseguite le prove finali con corrente continua dal casotto della costa

sarda, trovando le seguenti costanti : isolamento assoluto : 113,2 megaohm ; capacità : 46,41 microfarad ; resistenza del conduttore principale : 420,5 ohm.

IV. - *Misure eseguite dopo la posa.*

Nelle misure a corrente continua di collaudo, eseguite un mese dopo la posa e ripetute a norma del contratto per tre giorni consecutivi, vennero trovate le seguenti costanti :

Isolamento assoluto dopo 1′ di polarizzazione : 116,7 M Ω, pari a 17.012 M Ω per miglio marino.

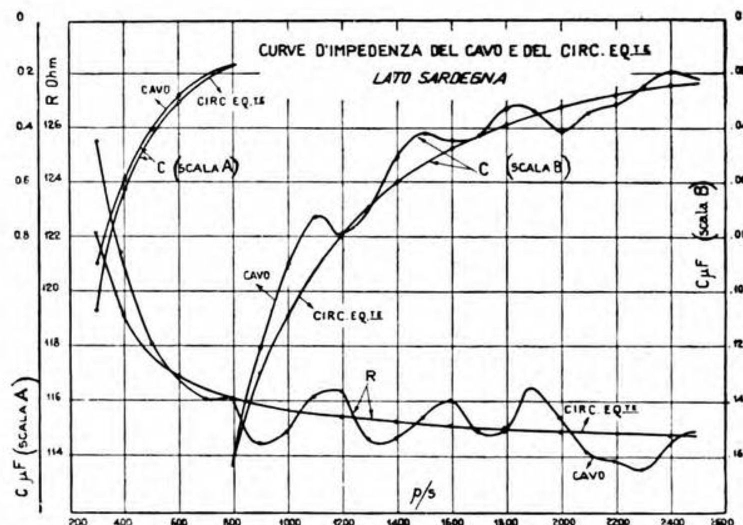


Fig. 13. — Componenti dell'impedenza caratteristica del cavo e del circuito equivalente, misurate dopo la posa, dal lato Sardegna.

Miglioramento dell'isolamento al 20° minuto : circa il 35 % (come ottenuto in fabbrica).

Capacità del conduttore principale contro il conduttore di ritorno a terra : 46,82 μF, pari a μF 0,3212 per miglio marino.

Resistenza del conduttore principale : 420,6 Ω ; pari a Ω 2,885 per miglio marino (da tale valore, confrontato col risultato delle misure di fabbrica a 24° C, si desume che la temperatura media del mare lungo il cavo è di circa 13° C).

Resistenza del conduttore di terra isolato, lato Sardegna : 1,4 Ω.

Resistenza del conduttore di terra isolato, lato Continente : 13,7 Ω.

Nella fig. 12 sono riportate le curve delle impedenze caratteristiche del cavo misurate dalla parte del Continente e della linea arti-

ficiale o circuito equivalente (*network*) di equilibrio appositamente studiata per il raccordo del cavo sottomarino col cavo sotterraneo verso Roma. Nella fig. 13 sono riportate le curve analoghe relative alla estremità lato Sardegna. Per queste misure non fu possibile usare lo stesso ponte impiegato per le analoghe misure eseguite in fabbrica, non es-

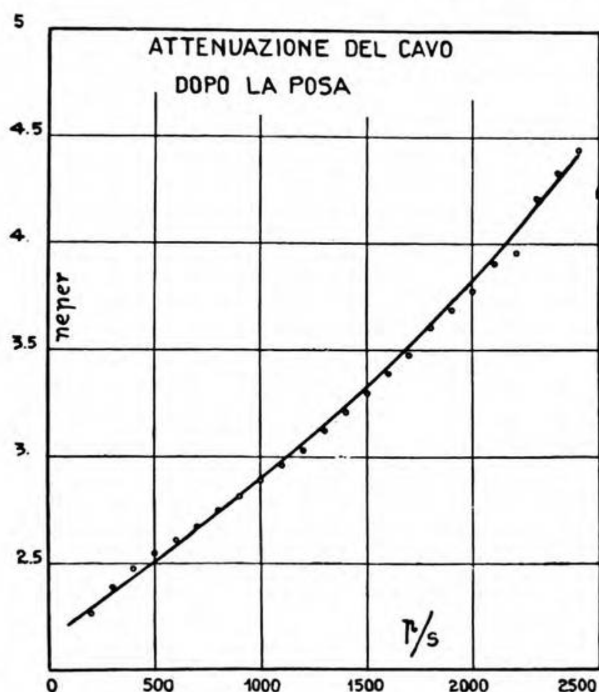


Fig. 14. — Attenuazione totale dopo la posa.

sendo accessibile l'estremità lontana del cavo: le misure stesse vennero quindi eseguite con la determinazione delle impedenze a circuito aperto e a circuito chiuso. Le variazioni riscontrate nelle componenti delle impedenze prima e dopo la posa sono dovute principalmente alle diverse condizioni di pressione cui è soggetto il cavo.

Nella fig. 14 sono riportate le attenuazioni dell'intero cavo dopo la posa.

3. - Cavi di raccordo.

Il cavo di raccordo con Roma misura km 30,927. Esso è in parte sotto piombo semplice, in parte sotto piombo armato, e contiene undici coppie da mm 0,9, quattro coppie da mm 1,5 schermate, e quattro coppie da mm 2.

Si avranno [7] precisamente:

1) Due circuiti a 4 fili (4 coppie) da 0,9 mm, pupinizzati H. 88, destinati al circuito radiotelefonico Continente-Sardegna, uno dei due circuiti essendo di scorta all'altro.

2) Quattro circuiti a 2 fili (4 coppie) da 0,9 mm, pupinizzati H. 177, destinati a circuiti di servizio per il casotto di approdo e per la stazione radio.

3) Tre circuiti di scorta a 2 fili (3 coppie) da 0,9 mm, pupinizzati H. 177.

4) Un circuito a 4 fili (2 coppie) da 1,5 mm, schermato e pupinizzato H. 88, per la nuova comunicazione telefonica con la Sardegna.

5) Un circuito a 4 fili (2 coppie) da 1,5 mm, schermato e pupinizzato H. 88, destinato come scorta al circuito precedente e normalmente usato per la comunicazione telegrafica infra-acustica, che verrà convogliata sul nuovo cavo sottomarino.

6) Due circuiti a 2 fili (2 coppie) da 2 mm, non pupinizzati, destinati al convogliamento nel cavo di due comunicazioni telegrafiche attualmente funzionanti con raccordi costituiti da fili aerei.

7) Due circuiti a 2 fili (2 coppie) da 2 mm, non pupinizzati, destinati a scorta dei circuiti telegrafici.

I circuiti di cui ai numeri 4) e 5) sono quelli adibiti al servizio pel nuovo cavo sottomarino.

Il cavo di raccordo, lato Sardegna, della lunghezza di km 1,991, è costituito da 7 coppie schermate del diametro di mm 1,3.

Oltre i cavi di raccordo anzidetti si ha un cavo non pupinizzato, pel collegamento della Centrale terminale Viminale in Roma alla Centrale telegrafica a S. Silvestro. Detto cavo misura km. 2,672 ed è costituito come il primo dei due precedenti.

Le caratteristiche elettriche dei cavi di raccordo e di quello di giunzione sono le seguenti:

Resistenza ohmica, con corrente continua, a 15° C, per il diametro

di	mm	0,9	28,3	Ω/km
»	»	1,3	13,55	»
»	»	1,5	10,15	»
»	»	2,0	5,71	».

Resistenza di isolamento di ciascun conduttore rispetto a tutti gli altri collegati al tubo di piombo messo a terra (misurata con f.e.m. continua non minore di 300 volt, dopo un minuto primo di elettriz-

[7] Nelle indicazioni che seguono, relative alla pupinizzazione, H sta a denotare il passo di pupinizzazione (m 1830) e la cifra seguente il valore dell'induttanza in millihenry.

zazione), maggiore o eguale a 10.000 megaohm per km, a temperatura non inferiore a 15° C.

La media della capacità mutua (con corrente alternata a 800 p : s, fra i conduttori di una coppia, con tutti gli altri conduttori e la guaina di piombo messi a terra) di tutte le coppie di conduttori dello stesso diametro è, alla temperatura di 15° C, di μF/km 0,0385 con una tolleranza del 6 % per le coppie non schermate e del 12 % per quelle schermate, per il 90 % delle pezzature, ed una tolleranza, rispettivamente del 12 % e del 18 %, per il resto delle pezzature.

Il valore medio della conduttanza mutua fra due conduttori di una coppia, con tutti gli altri conduttori e la guaina di piombo messi a terra, misurata a 800 p : s, risulta minore o eguale a 0,9 micromho/km a 15° C.

Attenuazione media chilometrica

Diametro	Pupinizzazione (8)	Attenuazione	
		a 800 p: s	a 190 p: s
0,9 mm	H.88	0,0250 neper	0,0260 neper
0,9 »	H.177	0,0187 »	0,0205 »
1,3 »	H.88	0,0139 »	0,0153 »
1,5 »	H.88	0,0100 »	0,0113 »
1,3 »	non pup.	0,0520 »	0,0750 »
2,0 »	non pup.	0,0251 »	0,0346 »

Frequenza limite :

Pupinizzazione (8) H. 88 4 000 p : s
» H. 177 2 860 » .

Impedenza caratteristica :

Pupinizzazione (8) H. 88 1 120 ohm
» H. 177 1 590 » .

Diafonia :

Le attenuazioni di diafonia misurate dai terminali del cavo risultarono, per i circuiti non schermati, maggiori di 8,5 neper, e per i circuiti schermati, sia fra loro stessi sia fra essi e quelli non schermati, maggiori di 11 neper.

Il nuovo mezzo di comunicazione agevolerà senza dubbio il progressivo sviluppo delle relazioni fra la Sardegna ed il Continente, incrementando il traffico telegrafico e telefonico (vedi tabella).

I dati, di cui mi sono servito, sono stati gentilmente favoriti dalla Società Italiana Pirelli e dall'Istituto Sperimentale delle Comunicazioni, Sezione Postale Telegrafica Telefonica.

---

(8) Vedi nota (7).

Traffico telegrafico-telefonico
fra il Continente e la Sardegna e viceversa

Anno e mese	Telegrammi scambiati per cavi telegrafici	Telegrammi scambiati per radiocollegamento	Conversazioni telefoniche scambiate per radiocollegamento	Totale del traffico	
1930					
Gennaio	44550	12180	—	56730	media mensile 57334
Febbraio ...	35670	11000	—	46670	
Marzo......	39750	12190	—	51940	
Aprile......	52740	11790	—	64530	
Maggio	44940	12200	—	57140	
Giugno	49200	11780	—	60980	
Luglio	53490	9860	—	63350	
Agosto	54660	—	—	54660	
Settembre ..	61470	—	820	62290	
Ottobre	63510	—	899	64409	
Novembre ..	53250	—	1051	54301	
Dicembre...	66780	—	508	67288	
1931					
Gennaio	56370	—	556	56926	media mensile 57927
Febbraio ...	51660	—	741	52401	
Marzo......	58050	—	859	58909	
Aprile......	60720	—	722	61442	
Maggio	54090	—	820	54910	
Giugno	59790	—	1060	60850	
Luglio	54540	—	1143	55683	
Agosto	51630	—	849	52479	
Settembre ..	58950	—	903	59853	
Ottobre	57570	—	715	58285	
Novembre ..	49260	—	733	49993	
Dicembre...	63570	—	720	64290	
1932					
Gennaio	57180	—	1192	58372	
Febbraio ...	48510	—	759	49269	
Marzo......	63780	—	821	64601	
Aprile......	53340	—	914	54254	

SISTEMA A DOPPIA MODULAZIONE PER RADIOCOMUNICAZIONI DUPLEX CON MICROONDE

NELLO CARRARA

Per comunicare in duplex fra due stazioni radiotelegrafiche o radiotelefoniche ad onde ultracorte (frequenze di circa 10^9 hertz) si sono costruiti apparati trasmittenti, in cui la modulazione viene effettuata in modo speciale: la corrente variabile, che percorre il circuito microfonico quando si parli davanti al microfono, e che costituisce il segnale da trasmettere, modula la corrente oscillante in un generatore a frequenza radiotelegrafica normale, e questa a sua volta modula le microonde.

Corrispondentemente, gli apparati riceventi comprendono un primo triodo rettificatore delle microonde, alcuni stadi di amplificazione accordati sulla frequenza del generatore normale dell'apparato trasmittente, un secondo triodo rettificatore, altri stadi amplificatori a bassa frequenza e finalmente il telefono.

Con queste disposizioni è possibile situare il triodo trasmittente e quello ricevente, appartenenti alla stessa stazione, nel medesimo specchio. Si elimina inoltre la microfonicità del triodo ricevente, e si migliora la qualità delle comunicazioni.

1. — E' noto che, con una particolare alimentazione dei comuni triodi (ad elettrodi cilindrici), e precisamente con tensione di griglia positiva molto elevata e con tensione di placca negativa, si possono ottenere e irradiare onde elettromagnetiche di frequenza elevatissima, dell'ordine di 10^9 hertz (microonde).

Un oscillatore di tale tipo può essere agevolmente realizzato, secondo lo schema della figura 1. L'antenna irradiante, lunga $\lambda/4$, è collegata direttamente alla griglia; due piccole impedenze a, a', costituite da poche spire di filo conduttore, hanno l'ufficio di ostacolare alle correnti oscillanti il percorso lungo i circuiti di alimentazione. Per effettuare la modulazione delle microonde, nel circuito di placca è inserito il secondario di un trasformatore a frequenza acustica, il primario del quale è percorso dalle correnti controllate dal microfono M.

Per la ricezione si possono utilmente impiegare triodi eguali a quelli trasmittenti, con tensione di griglia fortemente positiva e con tensione di placca leggermente positiva. Uno schema di ricevitore, particolarmente semplice e sensibile, è quello rappresentato in fig. 2. Si noti che l'antenna è collegata con la placca. Nel circuito di griglia è inserito il primario di un trasformatore a bassa frequenza, il cui secondario è connesso con uno o più stadi di amplificazione.

In un precedente articolo [1], abbiamo esposta la interpretazione del meccanismo, mediante il quale, con un circuito siffatto, è possibile la ricezione.

Per opportune condizioni di alimentazione dei triodi trasmittenti e riceventi, condizioni del resto non critiche, la qualità e la fedeltà della trasmissione dei suoni sono assai buone. Grazie alla elevatissima

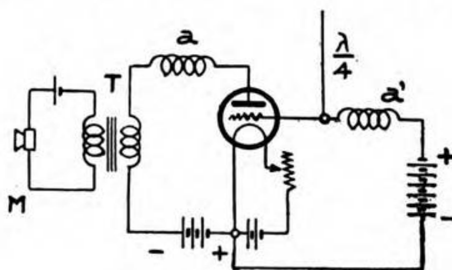


Fig. 1. — Schema di trasmettitore radiotelefonico a microonde.

frequenza delle microonde, si possono impiegare con vantaggio, sia per la trasmissione, sia per la ricezione, superficie metalliche riflettenti. Situando l'antenna trasmittente e quella ricevente all'incirca nel fuoco di specchi parabolici di rotazione, si superano facilmente distanze dell'ordine delle decine di km, con apparecchi realizzati secondo gli schemi delle figure 1 e 2.

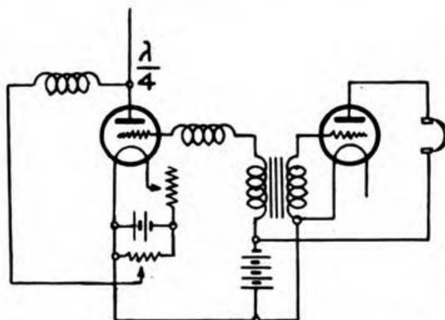


Fig. 2. — Schema di ricevitore radiotelefonico a microonde.

2. — Nella pratica delle comunicazioni con le microonde, si presenta subito un grave inconveniente: il triodo ricevente è estremamente microfonico; le più piccole vibrazioni meccaniche che lo raggiungono, si traducono nel telefono in caratteristici e talvolta intensi

(1) N. Carrara: A. F., 1932, I, p. 6.

suoni di campana; per attenuare i quali giovano soltanto in misura limitata le sospensioni elastiche, ottenibili con cuscinetti di gomma, sistemi di molle, e simili. Si presenta inoltre la difficoltà di realizzare, in modo semplice e comodo, apparati che consentano di comunicare fra due stazioni, comprendenti ciascuna un trasmettitore e un ricevitore, senza che il trasmettitore della prima, mentre corrisponde col ricevitore dell'altra, influisca sul ricevitore locale. La disposizione, che per prima si affaccia alla mente, di usare un'onda di una determinata frequenza per le comunicazioni in un senso, e un'onda di frequenza diversa per le comunicazioni in senso inverso, non può essere attuata, perchè, come è riferito nell'articolo precedentemente citato, ogni ricevitore, costruito secondo lo schema della figura 2, è atto a rivelare onde di qualunque frequenza. D'altra parte è molto difficile, se non impossibile, realizzare circuiti sintonizzati, per separare un'onda dall'altra, specialmente per le più elevate frequenze ottenibili, che son quelle da noi in particolar modo studiate.

Per superare questa difficoltà sono state usate da altri le disposizioni seguenti:

a) Lo specchio [2], nel fuoco del quale si trova il triodo ricevente, viene situato assai lontano e indietro rispetto allo specchio dell'apparato trasmittente appartenente alla medesima stazione (circa un centinaio di metri), cosicchè le onde riflesse da quest'ultimo nella direzione del proprio asse ottico, non possono colpire il primo.

b) Parlando [3] davanti al microfono di una delle due stazioni corrispondenti, le correnti microfoniche, oltre a modulare le onde emesse dal trasmettitore, comandano un sistema di relais, che mantengono interrotti i circuiti di alimentazione del ricevitore della medesima stazione. Cessando di parlare, i relais chiudono i circuiti del ricevitore e aprono quelli del trasmettitore. Il giuoco dei relais opera dunque in tal modo che, automaticamente, in ognuna delle stazioni, quando si trasmette non si può ricevere e viceversa.

La prima soluzione presenta lo svantaggio di richiedere, in ciascuna stazione, l'impiego di due specchi, i quali, per di più, debbono essere, come già si è detto, assai distanziati fra di loro. La seconda consente di usare il medesimo riflettore, tanto per la emissione quanto per la ricezione, ma richiede l'intervento di organi (relais) complessi e di funzionamento delicato. In ambedue i casi rimane il grave inconveniente della microfonicità del triodo ricevitore.

3. — Ora noi abbiamo studiato una terza soluzione, con la quale è possibile di situare i due triodi, trasmittente e ricevente, in vicinanza del fuoco del medesimo specchio; viene inoltre praticamente eliminata la microfonicità, ed è possibile usare le medesime batterie anodiche e di accensione, sia per l'apparato trasmittente, sia per quello ricevente.

Il principio informatore del dispositivo è il seguente.

---

[2] R. Darbord: Onde Élec., 1932, XI, p. 53.

[3] Apparati Marconi con onde di 60 cm esperimentati il 7 aprile dell'anno corrente a S. Margherita Ligure.

Le microonde non vengono modulate direttamente dalla corrente microfonica, corrispondente ai segnali da trasmettere; vengono invece modulate dalla corrente oscillante in un circuito ordinario, a frequenza radiotelegrafica normale, ad es. 10^5 hertz, modulata a sua volta a frequenza acustica dalla corrente microfonica. Sulle microonde è impressa così una doppia modulazione: ad alta e a bassa frequenza Se questa alta e bassa frequenza fossero sinusoidali pure, e nell'ipotesi che i triodi oscillatori ad alta (10^5 hertz) e ad altissima (10^9 hertz) frequenza non introducano deformazioni, l'andamento nel tempo della corrente oscillante sull'antenna, potrebbe essere rappresentato come in figura 3.

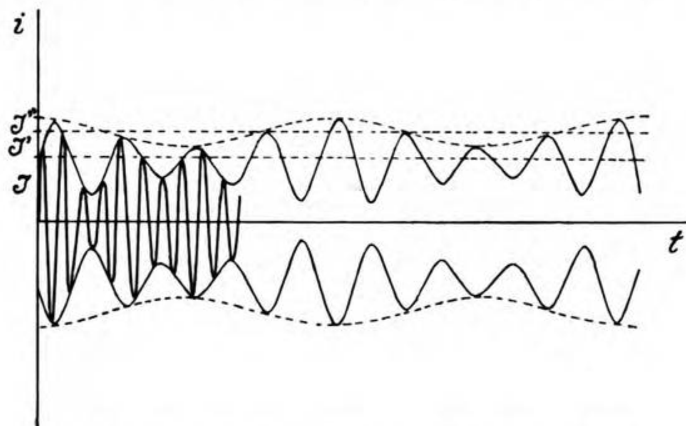


Fig. 3. — Corrente ad alta frequenza doppiamente modulata.

Alla ricezione, il triodo che rivela le microonde opera una prima rettificazione. Si può allora inserire nel circuito di griglia un amplificatore accordato ad alta (10^5 hertz) frequenza. Con una ulteriore rettificazione, ed una eventuale amplificazione a bassa frequenza, si ottiene finalmente nel telefono la riproduzione del segnale emesso dall'apparato trasmittente.

Ora, se riuniamo in una medesima stazione un apparato ricevente ed uno trasmittente, costituiti nel modo anzidetto, anche se i triodi trasmittente e ricevente sono alloggiati nel medesimo specchio, ed anche se l'alimentazione è in comune, non è possibile ricevere nel telefono i segnali raccolti dal microfono, quando l'amplificatore ad alta frequenza dell'apparato ricevente non è accordato con l'oscillatore ad alta frequenza dell'apparato trasmittente. Per comunicare tra due stazioni così costituite, basterà dunque che l'oscillatore dell'una sia accordato con l'amplificatore ad alta frequenza dell'altra, disaccordato con l'amplificatore ad alta frequenza locale, e viceversa.

4. — La realizzazione di apparati funzionanti secondo tale principio informatore non presenta soverchie difficoltà. Lo schema adot-

tato per il trasmettitore è riportato nella fig. 4; quello adottato per il ricevitore è riportato in fig. 5.

Con tali disposizioni la microfonicità del ricevitore praticamente scompare. E' facile dare una spiegazione di questo risultato. Quando non si adotta il sistema della doppia modulazione, nel circuito di

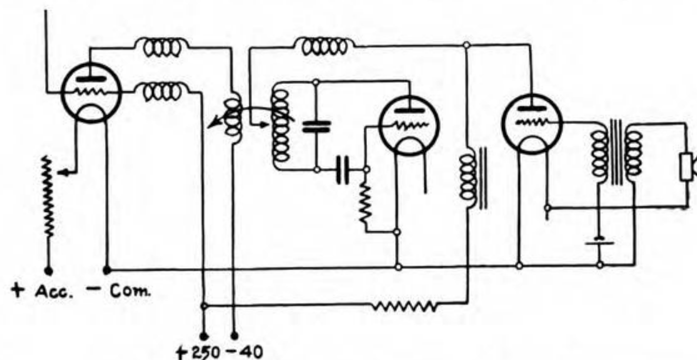


Fig. 4. — Schema di trasmettitore a microonde con doppia modulazione.

griglia del triodo ricevente, che si comporta come un diodo ad elettrodi grandemente ravvicinati, si trova inserito il primario di un trasformatore a bassa frequenza (fig. 2), il cui secondario è connesso generalmente con stadi amplificatori. L'impedenza di questo primario, per le frequenze acustiche, è dello stesso ordine di grandezza della

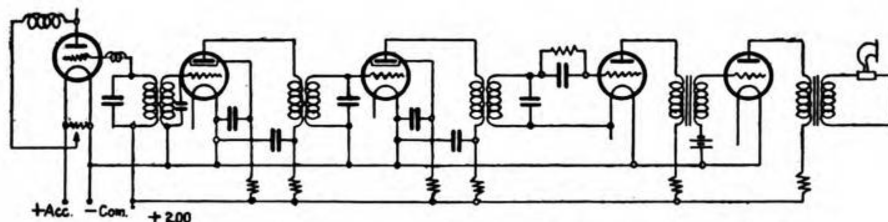


Fig. 5. — Schema di ricevitore per microonde doppiamente modulate.

resistenza dello spazio filamento-griglia. Quando invece si adotta il sistema della doppia modulazione, nel circuito di griglia è inserito un circuito oscillante accordato sull'alta frequenza (fig. 5), l'impedenza del quale, per le frequenze acustiche, è estremamente piccola.

Gli urti che colpiscono il triodo, fanno oscillare il filamento e quindi ne fanno variare la posizione rispetto alla griglia; si può pensare che perciò vari la resistenza dello spazio filamento griglia. Con la modulazione semplice, queste variazioni determinano variazioni apprezzabili di forza elettromotrice nel secondario del trasformatore, a causa della elevata impedenza del primario; mentre, con la doppia

modulazione, tali variazioni rimangono piccole e vengono ulteriormente filtrate dai successivi stadî di amplificazione ad alta frequenza.

Per ricercare le migliori condizioni di modulazione delle microonde, nell'intento di ottenere una buona riproduzione dei suoni, abbiamo disposto, in vicinanza del trasmettitore, un ricevitore a cristallo, connesso con un galvanometro, e abbiamo misurato l'intensità della corrente raddrizzata al variare della tensione di placca V_p del triodo oscillatore (senza la modulazione). Dall'esame dei grafici che così si ottengono (fig. 6, triodo Métal T. M. C., frequenza $1{,}66 \times 10^9$ hertz) si è rilevato che, entro certi limiti (per es. V_{p1}, V_{p2}, per $V_g = 220$ volt), la corrente raddrizzata dalla galena varia in modo presso che lineare in funzione della tensione di placca.

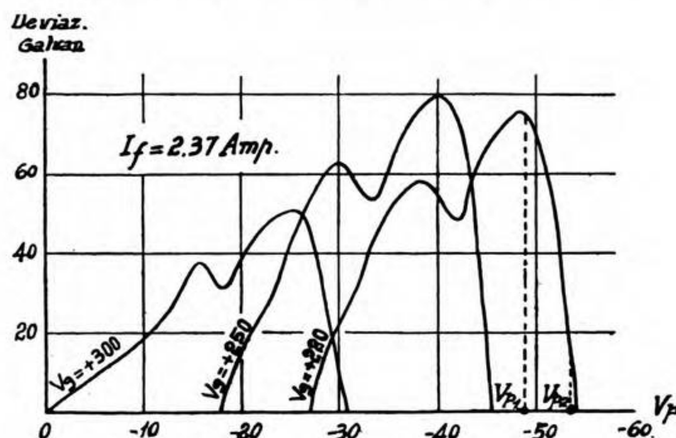


Fig. 6. — Corrente in un ricevitore a galena, in funzione della tensione di placca del trasmettitore a microonde.

Poichè, per l'elevata frequenza delle microonde, le variazioni di tensione impresse alla placca del triodo oscillatore durante la modulazione, possono considerarsi estremamente lente, si può pensare che la riproduzione dei segnali sarà la migliore possibile, quando l'ampiezza della tensione modulatrice non sorpassa quei limiti, e il valor medio della tensione di placca è vicino al valore $1/2\ (V_{p2} - V_{p1})$.

Ciò è confermato dal confronto, eseguito su fotografie ottenute all'oscillografo catodico in scala lineare di tempo, fra la forma della tensione modulatrice, e la forma dei segnali ricevuti.

5. — Se il triodo oscillatore è modulato direttamente a frequenza acustica e l'ampiezza della tensione modulatrice è contenuta entro i limiti su riferiti, la corrente oscillante nell'antenna del trasmettitore, si può scrivere :

$$i = I\ (1 + K \operatorname{sen} \Omega' t) \operatorname{sen} \omega t,$$

dove ω ed Ω' sono rispettivamente la pulsazione delle microonde e la pulsazione della corrente modulatrice, e K è il grado di modulazione. La potenza emessa dal trasmettitore è allora:

$$P = P_0\left(1 + \frac{K^2}{2}\right)$$

(P_0 potenza in assenza di modulazione).

Di tale potenza, per la ricezione dei segnali acustici, ha interesse solamente la parte modulata $P_0 K^2/2$. Perciò, se, nell'intento di migliorare la qualità delle comunicazioni, si tien piccolo K, si viene anche a diminuire la potenza utile per la ricezione, che è in ogni caso assai piccola per la piccolezza di P_0.

Con la doppia modulazione è possibile migliorare la qualità delle comunicazioni, senza diminuire la potenza modulata delle microonde. Infatti possiamo in tal caso supporre che la corrente oscillante nell'antenna del trasmettitore sia espressa da:

$$i = I \left\{ 1 + K_1 \left(1 + K_2 \operatorname{sen} \Omega' t\right) \operatorname{sen} \Omega t \right\} \operatorname{sen} \omega t,$$

dove Ω' è la pulsazione acustica del segnale, Ω la pulsazione della corrente ad alta frequenza, ω la pulsazione delle microonde, e K_2 è il grado della modulazione impressa all'alta frequenza dalla frequenza acustica, mentre K_1 è il grado della modulazione impressa alle microonde dall'alta frequenza. Dalla figura 3 rileviamo che, essendo $K_1 = \frac{I'}{I}$, $K_2 = \frac{I''}{I'}$, la frequenza acustica incide sulle microonde col grado di modulazione $K = \frac{I''}{I + I'} = \frac{K_1 K_2}{1 + K_1}$.

L'espressione di i può anche scriversi:

$$i = I \operatorname{sen} \omega t + I \frac{K_1}{2} \left\{ \cos(\omega - \Omega) t - \cos(\omega + \Omega) t \right\} +$$
$$+ I \frac{K_2}{4} \left\{ \operatorname{sen}(\Omega' + \omega - \Omega) t + \operatorname{sen}(\Omega' - \omega + \Omega) t - \right.$$
$$\left. - \operatorname{sen}(\Omega' + \omega + \Omega) t - \operatorname{sen}(\Omega' - \omega - \Omega) t \right\}.$$

Quadrando e integrando, si ottiene facilmente il valore efficace della corrente d'antenna, e quindi, per la potenza irradiata, l'espressione:

$$P = P_0 \left\{ 1 + \frac{K_1^2}{2} + \frac{K_2^2}{4} \right\}.$$

Di questa potenza la parte utile per la ricezione dei segnali è:

$$P_0 \left\{ \frac{K_1^2}{2} + \frac{K_2^2}{4} \right\}.$$

Il massimo valore che conviene assegnare a K_1 è quello che corrisponde all'impiego, per la modulazione, di tutto il tratto V_{p1} V_{p2} dei grafici ottenuti eseguendo le misure con la galena. Conseguentemente K_1, a pari potenza utile per la ricezione, risulta più piccolo che nel caso della modulazione semplice, e perciò la qualità della riproduzione dei segnali deve migliorare. Effettivamente, in pratica, passando dalla semplice alla doppia modulazione, si nota un sensibile miglioramento; il quale si accentua, se si effettua il confronto usando in ambedue i casi un medesimo ricevitore, realizzato secondo lo schema della fig. 2, perchè allora vengono a mancare le eventuali distorsioni introdotte dall'amplificatore in alta frequenza.

Un tale ricevitore è atto a raccogliere anche i segnali doppiamente modulati, perchè la rettificazione delle microonde, dovuta alla curvatura della caratteristica della corrente di griglia della lampada rivelatrice in funzione della tensione di placca, dà luogo ad una corrente di griglia della forma riportata in fig. 7.

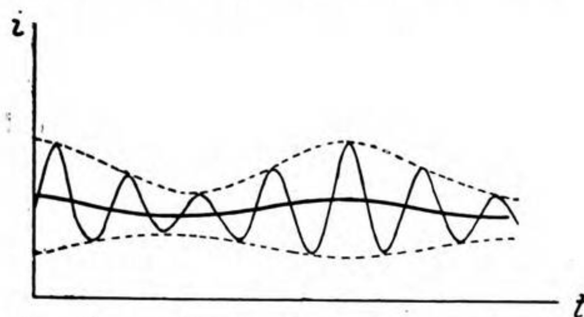


Fig. 7. — Corrente di griglia del tubo rivelatore delle microonde doppiamente modulate.

La maggior parte delle esperienze è stata eseguita con microonde di frequenza $1{,}66 \times 10^9$ hertz ($\lambda = 18$ cm) (che si ottengono assai facilmente con i triodi Métal T. M. C.) ed usando specchi metallici, a forma di paraboloide di rotazione, con 18 cm di distanza focale e 120 cm di apertura.

6. — Si può sospettare che la presenza, nel medesimo specchio, del triodo oscillatore e del triodo rivelatore, attenui o disturbi la ricezione. Per le radiocomunicazioni, effettuate con le frequenze ordinarie, accade infatti che un segnale debole è attenuato, demodulato o distorto da un segnale forte sovrapposto [4]. L'esperienza prova, che con i nostri apparati a microonde tali inconvenienti non si presentano. E' possibile dare una giustificazione teorica di questo fatto. Sia infatti:

$$v = V_1 \operatorname{sen} \Omega t + V_2 \operatorname{sen} [(\Omega - \omega) t - \varphi],$$

---

[4] E. V. Appleton e D. Boohariwalla: Wireless Eng., 1932, IX, p. 136.
E. Mallett: Wireless Eng., 1932, IX, p. 248.

il potenziale applicato alla placca, per effetto del segnale forte (cui corrisponde l'ampiezza V_2) e del segnale debole (cui corrisponde l'ampiezza V_1); ω misura la differenza fra le pulsazioni dei due segnali, φ un angolo, che dipende dalla scelta dell'origine dei tempi.

E' noto che l'espressione precedente di v può anche scriversi:

$$v = V \text{ sen } (\Omega t + \rho),$$

dove:

$$V^2 = V_1^2 + 2 V_1 V_2 \cos (\omega t + \varphi) + V_2^2$$

e:

$$\rho = \text{arctg} \frac{V_1 \text{ sen } \frac{\omega}{2} t - V_2 \text{ sen } \left(\frac{\omega}{2} t + \varphi \right)}{V_1 \cos \frac{\omega}{2} t + V_2 \cos \left(\frac{\omega}{2} t + \varphi \right)}.$$

Come abbiamo riferito in un precedente articolo [5], l'andamento della corrente di placca, in funzione della tensione di placca, nel triodo ricevente, è:

$$i = K v^n,$$

dove K è un'opportuna costante ed n ha il valore 5/2.

In assenza del segnale di ampiezza V_2, alla placca è applicato il potenziale variabile:

$$v = V^* + V_1 \text{ sen } \Omega t$$

(dove V^* è il potenziale di polarizzazione). Allora:

$$i = K \left(V^* + V_1 \text{ sen } \Omega t \right)^n,$$

e nell'ipotesi, generalmente verificata nella pratica, che V_1/V^* sia assai piccolo,

$$i = K V^{*n} \left[1 + n \frac{V_1}{V^*} \text{ sen } \Omega t + \frac{n (n-1)}{2} \left(\frac{V_1}{V^*} \right)^2 \text{ sen}^2 \Omega t \right].$$

Il valor medio di tale corrente è:

$$i_m = K V^{*n} \left[1 + \frac{n (n-1)}{4} \left(\frac{V_1}{V^*} \right)^2 \right].$$

La parte di questa corrente, utile per la ricezione del segnale, è:

$$I_m = K \frac{n (n-1)}{4} V^{*n-2} V_1^2 . \tag{1}$$

---

[5] N. CARRARA: loc. cit. nota (1).

Quando invece alla placca è applicato il potenziale

$$v = V^* + V \text{ sen } (\Omega t + \rho),$$

somma dei potenziali corrispondenti a due segnali e del potenziale di polarizzazione, si ha analogamente:

$$i = K V^{*n} \left[1 + n \frac{V}{V^*} \text{ sen } (\Omega t + \rho) + \right.$$
$$\left. + \frac{n(n-1)}{2} \left(\frac{V}{V^*} \right)^2 \text{sen}^2 (\Omega t + \rho) \right].$$

Siccome ρ per la supposta piccolezza di V_1/V_2 può ritenersi eguale a $-\left(\frac{\omega t}{2} + \varphi\right)$, possiamo ancora scrivere:

$$i = K V^{*n} \left[1 + n \frac{V}{V^*} \text{ sen } \left[\left(\Omega - \frac{\omega}{2} \right) t - \varphi \right] + \right.$$
$$\left. + \frac{n(n-1)}{2} \left(\frac{V}{V^*} \right)^2 \text{sen}^2 \left[\left(\Omega - \frac{\omega}{2} \right) t - \varphi \right] \right].$$

D'altra parte la frequenza con cui varia V è piccola in confronto a $\Omega/2\pi$, perciò possiamo calcolare il valor medio di i per un periodo $2\pi/\left(\Omega - \frac{\omega}{2}\right)$, come se V fosse costante.

Otteniamo allora:

$$i_m = K V^{*n} \left[1 + \frac{n(n-1)}{4} \left(\frac{V}{V^*} \right)^2 \right];$$

e calcolando il valor medio di i_m per un periodo $2\pi/\omega$, abbiamo:

$$i_m' = K V^{*n} \left[1 + \frac{n(n-1)}{4} \frac{V_1^2 + V_2^2}{V^{*2}} \right].$$

La parte di questa corrente

$$I_m' = K \frac{n(n-1)}{4} V^{*n-2} V_2^2 \left[1 + \left(\frac{V_1}{V_2} \right)^2 \right]$$

è dovuta alla sovrapposizione dei due segnali, debole e forte; e la parte

$$I_m'' = K \frac{n(n-1)}{4} V^{*n-2} V_1^2 \qquad (2)$$

è dovuta al solo segnale debole.

Confrontando la (1) con la (2) scorgiamo che $I_m = I_m''$.

Quando inoltre il segnale debole è modulato, cioè di ampiezza variabile da V_1 a $V_1 \pm \Delta V_1$, la corrispondente corrente varia da I_m a $I_m \pm \Delta I_m$ in assenza del segnale forte, da I_m'' a $I_m'' \pm \Delta I_m''$, in presenza del detto segnale. Dalla (1) e dalla (2) otteniamo subito: $\Delta I_m = \Delta I_m''$.

Siccome il triodo lavora alla saturazione, ad un aumento o ad una diminuzione della corrente di placca corrisponde una diminuzione od un aumento di eguale valore della corrente di griglia (nel circuito della quale avviene effettivamente la ricezione, secondo gli schemi delle figg. 2 e 5); le eguaglianze $I_m = I_m''$; $\Delta I_m = \Delta I_m''$, alle quali siamo pervenuti considerando la corrente di placca, mantengono il loro significato anche nei riguardi della corrente di griglia.

Possiamo quindi affermare che il segnale debole, modulato o no, non è disturbato dal segnale forte.

Negli sviluppi di i, ci siamo arrestati ai termini di secondo grado in V_1/V^*, o in V/V^*. E' facile estendere i calcoli tenendo conto anche dei termini di grado superiore. Si trova allora, che il segnale forte rinforza il segnale debole e ne approfondisce la modulazione. In quest'ultimo caso infatti il rapporto fra i contributi portati a $\Delta I_m''$ ed a ΔI_m dai termini di terzo grado è 4,5/3, e quello portato dai termini di quarto grado è 2.

7. — Recentemente R. Darbord ([6]) ha svolto una interessante teoria sulla riflessione delle onde elettromagnetiche a frequenza elevatissima, mediante specchi parabolici, che porta ai seguenti risultati.

Se P è la potenza irradiata dall'antenna (dipolo) e c la velocità della luce, il campo magnetico H, in un punto di coordinate polari r e θ (polo nel centro dell'antenna, anomalia misurata fra la direzione di r e quella dell'antenna), è, secondo la formula classica,

$$H = \frac{\sqrt{3 P c}}{r} \operatorname{sen} \theta \qquad \text{(unità elettromagnetiche)}$$

e quindi in direzione normale al dipolo, alla distanza d

$$H = \frac{\sqrt{3 P c}}{d} .$$

Quando il dipolo irradiante si trova nel fuoco di uno specchio parabolico, il campo, in un punto che si trovi alla distanza d, in direzione dell'asse ottico dello specchio, è

$$H = \frac{\sqrt{3 P c}}{d} \cdot \frac{\pi \; p \; R^2}{\lambda \; (p^2 + R^2)} \tag{3}$$

(R raggio della circonferenza che limita il paraboloide, $p = 2f$ parametro della parabola, λ lunghezza delle microonde).

([6]) R. Darbord: loc. cit. nota (2).

La discussione della formula precedente mostra che, fissato R, la distanza focale che fornisce, alla distanza d, il più elevato valore di H, è uguale alla metà di R, cioè il fuoco deve trovarsi nel piano di apertura dello specchio. In tal caso

$$H = \frac{\sqrt{3\,P\,c}}{d} \; \frac{\pi\,R}{\lambda} \qquad (4)$$

e quindi $\pi \dfrac{R}{\lambda}$ rappresenta il vantaggio dovuto allo specchio.

Se la distanza focale è inferiore alla metà di R, il vantaggio è più piccolo, perchè allora si formano sullo specchio aree nocive, tanto più vaste, quanto più piccolo è il valore di f.

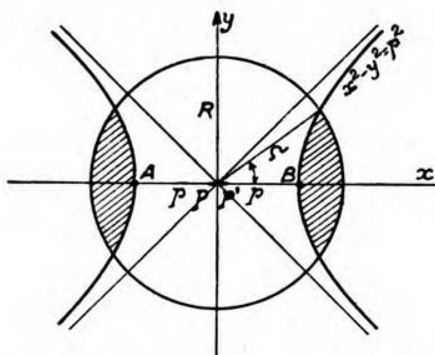


Fig. 8. — Proiezione di uno specchio parabolico per microonde sopra un piano perpendicolare all'asse ottico. Le aree tratteggiate rappresentano le zone nocive.

La figura 8 rappresenta la proiezione dello specchio sopra un piano perpendicolare all'asse ottico; nella stessa figura, il segmento $P\,P'$ rappresenta il dipolo e le aree tratteggiate rappresentano le zone nocive.

Gli specchi che noi abbiamo impiegato hanno distanza focale inferiore a $R/2$, e perciò presentano le zone nocive suddette. Tuttavia l'influenza di queste è limitata. Infatti il vantaggio dovuto ai nostri specchi, calcolato in base alla (3), è 9,2; mentre specchi con distanza focale eguale a $R/2$, ed $R = 60$ cm, danno il vantaggio, calcolato in base alla (4), 10,5.

D'altra parte abbiamo calcolato, secondo il procedimento di Darbord, il valore del campo, nell'ipotesi che le zone nocive vengano asportate allo specchio. Il campo è allora

$$H = \frac{\sqrt{2\,P\,c}}{\lambda\,d}\; 2\,p \left\{ \frac{R^2}{p^2 + R^2}\,(\pi - 2\,\Omega - \text{sen}\;2\,\Omega) + \log \frac{1 + \text{tg}\,\Omega}{1 - \text{tg}\,\Omega} \right\},$$

e il vantaggio corrispondente 9,5.

In pratica, non occorre dunque preoccuparsi troppo di realizzare la condizione di Darbord. Ciò appare chiaro, se si considera che il campo incidente sugli elementi areali delle zone nocive, e che da queste viene riflesso in direzione dell'asse ottico, ha un valore molto piccolo, essendo necessariamente piccolo l'angolo θ, formato tra la direzione di incidenza e la direzione del dipolo.

Conclusione.

Con la speciale modulazione delle microonde di cui abbiamo parlato, si riesce, in modo assai semplice e pratico, a realizzare stazioni per radiocomunicazioni ad onde ultracorte, in ciascuna delle quali viene impiegato un solo specchio per la trasmissione e la ricezione; inoltre è possibile usare le stesse sorgenti di forza elettromotrice per l'alimentazione in comune del trasmettitore e del ricevitore, ed è eliminata la microfonicità dei triodi riceventi.

Livorno - R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

APPARECCHI A TRIODI PER LA MISURA DELLE CAPACITÀ CON SCALA PROPORZIONALE E LETTURA DIRETTA

FRANCESCO VECCHIACCHI

Dopo una rassegna sommaria delle differenti maniere di impiego dei triodi nelle misure di capacità, vengono descritti alcuni apparecchi realizzati presso il R.I.E.C. della Marina, con i quali la misura di capacità, sia grandi, sia molto piccole, viene eseguita assai rapidamente e con buona precisione, mediante lettura diretta.

1. - Premessa.

I principali metodi di misura di capacità mediante triodi, sviluppatisi in questo ultimo decennio, possono essere raggruppati e distinti nelle seguenti categorie:

a) *Metodi di zero.* I triodi sono adoperati in connessione con i classici circuiti a ponte, come generatori, e, soprattutto, come rivelatori di oscillazioni deboli (1).

b) *Metodi di sostituzione in circuiti accoppiati con un generatore.* Il condensatore in esame viene inserito in un circuito, accoppiato da una parte con un generatore di oscillazioni a triodo, e connesso dall'altra con un rivelatore, anch'esso termoionico. Si produce una determinata impedenza (corrispondente ad una determinata lettura al galvanometro del rivelatore a triodo), mettendo in circuito, una volta il condensatore in esame, ed un'altra un condensatore variabile del quale sia nota la taratura (2).

Si possono ottenere notevoli sensibilità, utilizzando i fenomeni di risonanza (3), ricorrendo a sistemi di opposizione del genere a ponte e adottando un dispositivo di compensazione per il galvanometro del rivelatore a triodo.

c) *Metodi di sostituzione in un circuito oscillante.* Si realizza un circuito oscillante a triodi in cui la frequenza dipenda dalla capacità, e si cerca quindi di ottenere una determinata frequenza, mettendo in circuito, una volta il condensatore in esame, ed un'altra un condensatore variabile tarato. La riproduzione di un dato valore di frequenza di oscillazione può essere molto esatta, se ci si riferisce ad un oscillatore ausiliario molto stabile, avente frequenza eguale o poco diversa, in modo da ottenere una frequenza di battimenti nulla o molto bassa,

(1) L. WALSH: Proc. I. R. E., 1928, XVI, p. 482.
(2) S. DOWLING: Proc. Roy. Dublin Soc., 1921, XVI, p. 185.
R. GUNN: Phil. Magaz., 1924, XLVIII, p. 224.
(3) S. BROWN e M. COLBY: Phys. Rev., 1927, XXIX, p. 717.

facilmente identificabile, ad udito, o mediante un frequenziometro ad indice, o per confronto (ad es. sempre col sistema dei battimenti) con un secondo oscillatore ([4]).

d) *Metodi balistici.* Il condensatore in esame, dopo essere stato caricato ad una certa tensione, viene scaricato su di una resistenza derivata sul circuito di griglia di un triodo, adoperato come amplificatore in connessione con un galvanometro balistico ([5]).

e) *Metodi di oscillazione a bassissima frequenza.* Negli usuali oscillatori ad alta frequenza, a polarizzazione di griglia, stabilita con forte accoppiamento reattivo di autooscillazione e con elevata costante di tempo del complesso resistenza-capacità di polarizzazione, le oscillazioni risultano modulate a bassa frequenza. Per capacità sufficientemente grandi il periodo della modulazione è essenzialmente proporzionale alla capacità stessa. Si fissano le costanti del circuito in modo che la frequenza di modulazione sia bassissima (ad es. inferiore a 2 p/s), e determinabile mediante semplice conteggio mentale del numero dei periodi compresi entro un certo intervallo di tempo ([6]). Con lo stesso risultato possono essere adoperati anche oscillatori con lampade al neon ([7]).

Tutti i sistemi finora considerati, ad eccezione dell'ultimo a bassissima frequenza, si prestano alla facile realizzazione di apparecchi di misura a lettura diretta. In particolare, come vedremo, sono i procedimenti della categoria *b*), quelli che conducono ai risultati più soddisfacenti.

2. - Capacimetro R. I. E. C. a frequenza costante.

a) Si abbia un complesso come quello di fig. 1, che chiameremo: «dispositivo di rettificazione», composto di due triodi, aventi gli spazi anodo--filamento in serie, ed i circuiti di griglia alimentati, in opposizione di fase, dai due secondari di un trasformatore, al cui primario è applicata una tensione (sinoidale) di frequenza f e di conveniente ampiezza ([8]). E' facile vedere che se i due circuiti di griglia sono polarizzati negativamente con due tensioni P_1 P_2 eguali e sufficienti ad annullare la corrente anodica che si avrebbe nel caso di assenza di tensione primaria, ciascun triodo passa, in un periodo, dalla

([4]) J. SCOTT TAGGART: Electrician, 1919, LXXXII, p. 446.
R. WHIDDINGTON: Engineering, 1920, CX, p. 384.
L. PUNGS e G. PREUNER: Phys. Zeits., 1919, XX, p. 543.
J. HERWEG: Deutsch. Gesell. Verh., 1919, XXI, p. 542.
E. GILL: Radio Rev., 1921, II, p. 450.
A. L. FITCH: Rev. Sc. Instr., 1925, XI, p. 625; e 1926, XII, p. 71.
F. BEDEAU: Onde Élec., 1926, V, p. 615.
([5]) G. R. TOSHNIWAL: Journ. Sc. Instr., 1928, V, p. 219.
E. CRISTOFARO e G. SACERDOTE: L'Elettrotecnica, 1929, XVI, p. 494.
([6]) S. RSCHEWKIN e B. WWEDENSKY: Phys. Zeits., 1922, XXIII, p. 150.
L. SESTA: Boll. Radiotel. del R. Esercito, 1931, X, p. 100.
([7]) J. TAYLOR, W. CLARKSON e W. STEPHENSON: Journ. Sc. Instr., 1925, II, p. 154.
([8]) Si tratta essenzialmente del dispositivo altrove descritto da F. GUARNASCHELLI e dallo scrivente, per l'uso come frequenziometro a let-

condizione di conduttività nulla a quella di conduttività finita, e, mentre un dato triodo si trova in quest'ultima condizione, l'altro si trova nell'altra.

Il condensatore C, derivato tra placca e filamento, viene a caricarsi attraverso il triodo in serie, in corrispondenza della semionda di tensione che ne rende positiva la griglia, ed a scaricarsi analogamente attraverso il triodo in derivazione, in corrispondenza della semionda successiva. Se la capacità C non è troppo grande, la carica e la scarica avvengono in maniera quasi perfetta, e la corrente media I nel galvanometro, risultante dal succedersi delle varie cariche, risulta sensibilmente espressa da:

$$I = C f E. \qquad (1)$$

Per f ed E fissati a un determinato valore, le indicazioni del milliamperometro risultano quindi proporzionali alla capacità C.

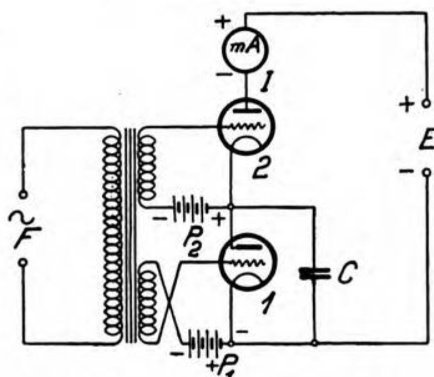


Fig. 1. — Dispositivo di rettificazione per il confronto di una capacità con una frequenza, una tensione e una corrente.

In pratica, perchè la (1) si trovi verificata con buona approssimazione, occorre soprattutto che la corrente I non superi un certo valore I_{max} dipendente dal tipo dei triodi adoperati e dal valore della tensione E. Per gli usuali triodi riceventi a bassa resistenza, aventi $\mu = 5$ e $\rho = 2500\ \Omega$, per $E = 100$ volt, il valore di I_{max} risulta di circa 6-7 mA e al disotto di esso si raggiunge un accordo di circa 1 % tra valori sperimentali e valori teorici.

Il trasformatore del circuito, che sarà in ogni caso a ferro, deve essere costruito ed usato in modo da evitare, che, a causa dei flussi

tura diretta nella gamma acustica - L'Elettrotecnica, 1930, XVIII, p. 226, e Pubbl. R.I.E.C., n. 48.

Per tutto quanto riguarda la realizzazione pratica dell'apparecchio ed anche per vari dettagli di funzionamento, si rimanda quindi a tale precedente studio.

dispersi e delle capacità mutue degli avvolgimenti, si produca qualche sensibile sfasamento rispetto alla condizione di opposizione fra le due tensioni secondarie (9). In caso contrario non si verifica più la perfetta separazione tra le fasi di carica e scarica del condensatore, e tutto si svolge come se alla capacità C reale del circuito si fosse aggiunta una capacità fittizia, il cui valore risulta per di più dipendente anche dall'ampiezza (e dalla forma) dell'oscillazione applicata. In mancanza di sfasamenti parassiti il funzionamento del circuito è invece entro ampî limiti caratterizzato da una indipendenza quasi assoluta delle indicazioni del milliamperometro dal valore della tensione alternativa di entrata.

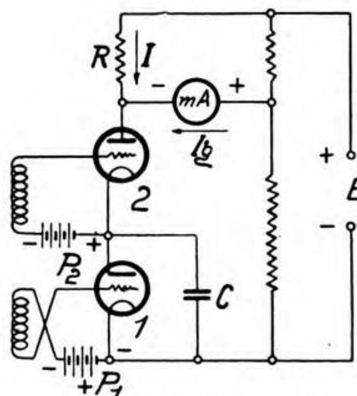


Fig. 2. — Dispositivo di rettificazione provvisto di compensazione del galvanometro anodico.

Nella (1) evidentemente la C rappresenta la capacità totale del circuito, quale risulta dalla somma della capacità da misurare e della capacità parassita, costituita in buona parte dalla capacità della batteria di accensione del triodo 2 rispetto a quella del triodo 1 (terra) e dalla capacità mutua tra i due secondari del trasformatore di controllo. Nel nostro intento ciò che importa non è tanto che sia verificata la (1), quanto che la corrente I varî linearmente con la capacità C. Se si traccia la curva sperimentale del rapporto I/C in funzione di C, per un apparecchio ben realizzato si trova che, entro l'intervallo di regolare funzionamento (da 0 a 6-7 mA nel caso sopra accennato), essa è rappresentata sensibilmente da una retta e che il massimo scarto del rapporto I/C entro tale intervallo non supera l'1 %. Mantenendo dunque la corrente od in generale la variazione di corrente ad 1/3 od 1/4 del valore massimo consentito, le deviazioni dalla

(9) Praticamente lo scrivente ha potuto realizzare con sicurezza tale condizione fino a frequenze di qualche diecina di migliaia di p/s. Sembra peraltro, che non sia possibile superare i 50.000 p/s troppo facilmente.

linearità risulteranno abbastanza piccole da rientrare nell'ordine di grandezza degli errori della lettura galvanometrica.

b) Nel dispositivo di figura 1 si può stabilire una compensazione del galvanometro in modo che la corrente I attraverso questo ultimo possa essere riportata allo zero in corrispondenza di un certo valore non nullo I_0 di corrente anodica, cioè di un certo valore finito C_0 di capacità. A tal fine si può usare il dispositivo a ponte della figura 2. Con simile compensazione, sempre finchè la corrente I anodica media (attraverso la R) non supera il valore I_{max} di cui si è parlato sopra, si ottiene la pratica proporzionalità delle indicazioni del galvanometro, non più alla capacità totale C, bensì alla variazione ΔC di tale capacità a partire dal valore C_0. Con l'uso di un galvanometro sensibile, che vada in fondo scala per correnti I_g assai più piccole

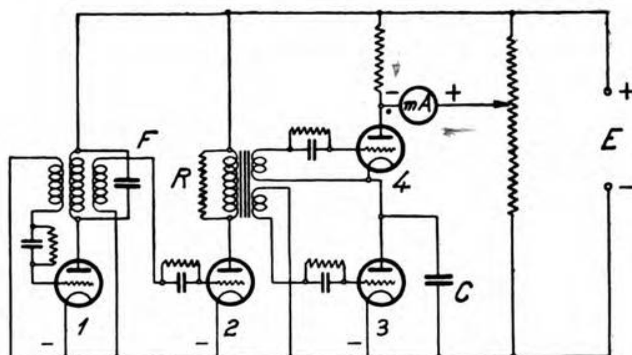


Fig. 3. — Capacimetro R.I.E.C. a frequenza costante.

delle I, si possono quindi misurare con grande precisione variazioni ΔC di capacità anche assai piccole di fronte alla capacità C_0, ed in particolare, nel caso in cui tale C_0 sia dovuta alla capacità parassita, capacità aggiunte anche molto minori di questa stessa. Lo schema completo del circuito, compreso in esso anche il generatore di oscillazioni a frequenza costante, può essere quello di figura 3. In esso il triodo di accoppiamento tra il complesso rettificatore ed il generatore, ha lo scopo di mettere quest'ultimo al riparo da qualsiasi retroazione del primo e di fornire facilmente l'oscillazione di ampiezza voluta al primario del trasformatore, anche con l'uso di generatore di debole potenza [10].

[10] L'ampiezza della tensione di griglia comunicata a tale triodo non deve essere eccessiva (ad es. non superiore ad 1/3 del rapporto fra la tensione anodica ed il coefficiente d'amplificazione); nel caso in cui essa sia tale da arrivare a provocare interruzioni nella corrente anodica, possono sorgere negli avvolgimenti del trasformatore oscillazioni libere smorzate capaci di compromettere il buon funzionamento dell'apparecchio. Per maggior sicurezza si può pertanto provvedere a derivare sul trasformatore una conveniente resistenza smorzatrice delle eventuali oscillazioni destate per impulso.

Rispetto allo schema di fig. 1, in quello di fig. 3 si nota anche la sostituzione delle batterie P_1 e P_2 con i dispositivi di polarizzazione automatica a resistenza-capacità i cui vantaggi sono evidenti.

La scelta delle costanti dell'apparecchio dipende evidentemente dai valori di capacità, per i quali esso deve essere stabilito. Una buona soluzione per la misura delle capacità molto piccole, ad esempio inferiori a 10 $\mu\mu$F, può essere ottenuta mediante l'uso di uno strumento con 50 μA di fondo scala, di una tensione anodica di 100 V, di una frequenza di 50.000 p/s. (Una soluzione ancora migliore potrebbe consistere evidentemente ad es. nell'uso di una frequenza di valore metà e di un microamperometro doppiamente sensibile). Se la capacità parassita è di 100-200 $\mu\mu$F, il galvanometro deve essere compensato a circa $\frac{1}{10} \div \frac{1}{20}$; la corrente anodica I risulta non maggiore di $0{,}5 \div 1$ mA, e resta quindi abbondantemente al disotto dei limiti sopra indicati.

Per la misura di capacità grandi, ammesso che la I non debba superare ad es. 2 mA per 100 volt di anodica, sarà necessario scendere assai basso con la frequenza, in modo che il prodotto $C\,f$ non superi 20 μF. p/s. Poichè, per diverse ragioni ([11]), la frequenza resta in pratica limitata inferiormente a circa 10-20 p/s, per essere agevolmente misurabile, la capacità non dovrà superare 1-2 μF.

c) Per ottenere la lettura diretta, una volta fissato un coefficiente semplice (ad es: 1/10, 1/5, 1/2, 1, 2, 5, 10...) di passaggio dalle letture di corrente ai valori di capacità (evidentemente si può addirittura sistemare sul galvanometro una scala direttamente graduata in capacità) e dopo aver stabilito le costanti in modo che il galvanometro abbia un certo margine di sensibilità, si può ridurre con un potenziometro il valore della tensione anodica, o shuntare il galvanometro stesso, in modo che con una certa variazione nota di capacità l'indice si porti dallo zero alla lettura stabilita.

Nel caso di capacità piccole il campione di variazione di capacità deve essere scelto in modo da risultare ben definito nonostante le capacità parassite variabili, dovute alla persona dell'operatore ed alle connessioni, ed influenzate in genere dalla posizione assunta dal condensatore stesso rispetto al circuito in cui viene inserito. Un condensatore bene schermato, mantenuto permanentemente in circuito, nel quale un bottone, manovrabile dall'esterno e messo in comunicazione con la massa dello schermo, serva ad aggiungere o meno una certa capacità fissa nell'interno, può servire perfettamente allo scopo.

La stabilità di taratura dell'apparecchio dipende essenzialmente da quella della frequenza dell'oscillatore e da quella della tensione di

---

([11]) Alle frequenze basse, di ordine di grandezza non molto più elevato della frequenza propria dell'indice galvanometrico, quest'ultimo diviene sede di vibrazioni apprezzabili, nocive sia allo strumento stesso, sia alla precisione della misura. Si comprende come il rimedio di adottare opportuni filtri per attenuare la componente alternativa di corrente galvanometrica, o di usare galvanometri a periodo eccezionalmente lungo, presenti vari inconvenienti tra cui quello di una minore rapidità di misura.

alimentazione. Quando la compensazione del galvanometro è molto leggera, e cioè la capacità da misurare è assai più grande della capacità parassita, entrambe le due stabilità si riflettono praticamente in eguale maniera sulla stabilità complessiva. Una stabilità di 0,5 ‰ nella tensione anodica e di 0,5 ‰ nella frequenza, ambedue assai facili ad essere raggiunte, portano ad una stabilità di almeno 1 ‰ nella taratura di fondo scala, perfettamente sufficiente rispetto alla precisione di lettura ottenibile con un galvanometro anche di alta precisione.

Nel caso di compensazione dello strumento molto spinta ($\Delta C \ll C_0$), le cose seguitano a presentare lo stesso aspetto, se si suppone di regolare lo zero della scala immediatamente prima di ogni misura; diversamente la stabilità di frequenza viene ad assumere una importanza assai più grande che quella di tensione. Una data variazione di frequenza porta infatti ad un errore relativo nelle capacità ΔC inversamente proporzionale a $\Delta C / C_0$. Nel caso in cui la ΔC sia ad es. di 10 $\mu\mu$F di fronte ad una C_0 di 100, una precisione nella misura di 2 ‰ richiede una stabilità di frequenza superiore a due unità su 10.000 [12]. Tale stabilità è del resto non troppo difficilmente ottenibile a regime con gli oscillatori a triodo (specialmente alle frequenze radiotelegrafiche) per tutto l'intervallo di tempo di una serie di misure anche assai lunghe [13].

Per quanto si è detto, il « dispositivo di rettificazione », rappresentato in figura 3 dai triodi 3 e 4, fornisce indicazioni galvanometriche praticamente indipendenti dal valore dell'ampiezza delle due oscillazioni di griglia, la costanza della quale è legata alla stabilità dell'alimentazione ed a quella delle caratteristiche dei triodi 1 e 2 che precedono. Si osservi peraltro (soprattutto in relazione alla possibilità di una riduzione del grado di tale indipendenza a causa degli sfasamenti nelle tensioni secondarie del trasformatore, dei quali si è parlato sopra), che l'indipendenza stessa ha tanto maggiore importanza quanto più è elevato il rapporto $\dfrac{\Delta C}{C_0}$.

Nel caso di capacità da misurare piccola di fronte alla capacità parassita, è anche evidentemente necessario che la capacità parassita abbia un valore bene fisso e definito. In generale sarà indicata una conveniente schermatura dell'apparecchio.

La tensione di alimentazione, realizzabile ad es. mediante una

---

(12) Un procedimento per ridurre l'importanza di tale stabilità allo stesso grado richiesto nel caso di ΔC grande di fronte a C_0, potrebbe consistere nella sostituzione del lato situato verso il polo negativo, del potenziometro anodico, con un altro « dispositivo di rettificazione », in tutto simile a quello costituito mediante i triodi 3 e 4. Quest'ultimo verrebbe alimentato alla stessa frequenza dell'altro, mediante l'oscillazione proveniente dallo stesso oscillatore. In tal modo la parte d'influenza della frequenza che è connessa con la capacità costante C_0, verrebbe eliminata. E' chiaro peraltro, che una simile soluzione non sarebbe troppo vantaggiosa dal punto di vista pratico a causa dell'aumento della complessità dell'installazione.

(13) C. MATTEINI: « Stabilità di frequenza del triodo generatore » - L'Elettrotecnica, 1932, XIX, p. 121, e Pubbl. R.I.E.C., n. 66.

batteria di accumulatori, deve essere come si è detto costante durante le misure; non è peraltro necessario che il valore di essa sia sempre il medesimo in ogni caso. Tale valore, data la possibilità di regolare la taratura prima di ciascuna serie di prove, può variare da una volta all'altra ad es. anche del 5-10 % senza il minimo inconveniente.

L'apparecchio si presta facilmente alla realizzazione di più scale, nel quale caso è evidente il vantaggio di disporre le cose in modo che il passaggio da una scala all'altra avvenga senza la necessità di una nuova regolazione e che un solo campione di capacità sia sufficiente per tutte le gamme. La più semplice soluzione in questo senso consiste nell'usare un galvanometro a più scale e nell'eseguire il controllo della taratura mediante regolazione potenziometrica della tensione anodica applicata al « dispositivo di rettificazione ». Se invece, ad es. nell'intento di assorbire minor potenza dalla batteria, si preferisce compensare le variazioni di tensione anodica mediante regolazione di uno shunt derivato sul galvanometro, si potrà fare in modo (ricorrendo all'uso di adatte resistenze supplementari in serie), che quest'ultimo mantenga sempre la stessa resistenza indipendentemente dalla scala di sensibilità scelta.

3. - Capacimetro R. I. E. C. a frequenza variabile.

Il dispositivo di figura 4 risulta essenzialmente composto di due oscillatori aventi due frequenze F_1 F_2 elevate, non molto diverse tra loro, le cui oscillazioni si fanno interferire nel circuito di un triodo rettificatore, in modo da ottenere un'oscillazione avente la frequenza f differenziale di battimenti.

Tale bassa frequenza viene applicata, attraverso un filtro avente lo scopo di attenuare l'alta frequenza residua, al solito « dispositivo di rettificazione », che in questo caso viene a funzionare da frequenziometro. Mentre la capacità C del dispositivo di rettificazione è costante, la capacità C_x da misurare viene posta in parallelo con una delle due capacità C_1, C_2 dei due oscillatori ad alta frequenza, supponiamo ad es. con la prima.

Lo sviluppo in serie fino al termine di 2° grado della relazione fondamentale che lega la F_1 alla C_1, permette di scrivere con buona approssimazione:

$$\frac{\Delta F}{F_1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_x}{C_1} - \frac{3}{8} \left(\frac{C_x}{C_1}\right)^2. \qquad (1)$$

L'errore relativo che si compie calcolando con la (1) la ΔF, trascurando in essa il termine di secondo grado invece che tenendone conto, resta espresso da $\frac{3}{4} \frac{C_x}{C_1}$, cioè una proporzionalità soddisfacente tra ΔF e C_x non può essere ottenuta che con l'uso di rapporti C_x/C_1 molto piccoli. Ciononostante, posto che nel caso di $C_x = 0$ sia $F_1 = F_2$, e quindi ΔF_1 s'identifichi con la frequenza f di battimenti, è possibile ottenere correnti galvanometriche relativamente grandi (fino a qualche mA come sappiamo), perchè il piccolo valore di C_x può essere

compensato mediante la scelta di un valore convenientemente grande per la capacità C del frequenziometro. Si ha infatti sensibilmente:

$$I = \frac{1}{2} C E \frac{C_x}{C_1} F_1. \qquad (2)$$

In pratica la differenza fra le due alte frequenze F_1, F_2 deve avere un valore finito anche per $C_x = 0$ $(F_1 < F_2)$ a causa dei seguenti fatti:

1°) il « dispositivo di rettificazione » presenta con un dato trasformatore un limite inferiore di frequenza, in corrispondenza del quale il primario assume una reattanza insufficiente per ricevere dal triodo la tensione necessaria, ed un limite superiore, al di là del quale lo sfasamento tra le due tensioni secondarie rispetto alla condizione di

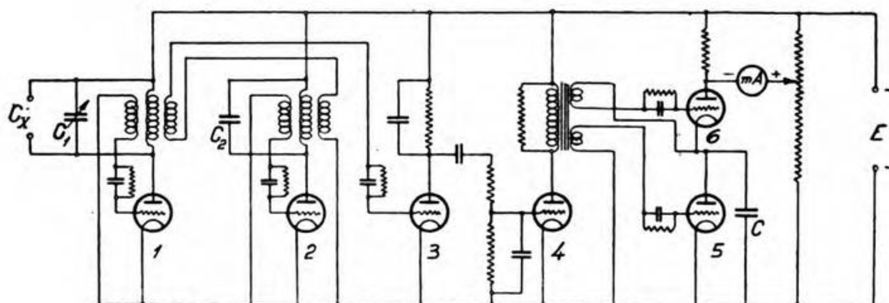


Fig. 4. — Capacimetro R.I.E.C. a frequenza variabile.

opposizione diviene sensibile. Praticamente, con trasformatori costruiti similmente a quelli intervalvolari usuali, il rapporto tra tali frequenze limiti può essere anche dell'ordine di 10 unità.

2°) Se le frequenze dei due oscillatori sono molto vicine, si può manifestare in grado sensibile la presenza delle azioni sincronizzanti. Nei nostri riguardi tali azioni si rivelano, non tanto nella presenza di un intervallo di capacità, entro il quale gli oscillatori rimangono all'unissono, quanto in quella di due intervalli assai più estesi, contigui a questo e situati l'uno dall'una, l'altro dall'altra banda, nei quali la frequenza di battimenti non varia più in dipendenza della capacità con la solita legge quasi proporzionale (14).

3°) Come si è già detto, è ancora opportuno, se non necessario, rimanere con la f sempre al disopra di 10-20 p/s, allo scopo di evitare nella maniera più semplice la presenza di vibrazioni nell'indice del galvanometro.

(14) Naturalmente con una serie di provvedimenti adatti, sui quali non è il caso di intrattenerci, le azioni sincronizzanti possono essere ridotte ad un grado assai piccolo (ed in genere tanto più facilmente quanto più basse sono le frequenze di oscillazione), ma è evidente la convenienza di diminuire anzitutto l'effetto delle azioni medesime.

In generale una buona soluzione pratica potrà consistere nello scegliere un rapporto f_{max}/f_{min} tra i due valori superiore ed inferiore della frequenza di battimenti, di 2-3 unità circa.

Dato il basso valore della frequenza di battimenti rispetto a quelle dei due oscillatori, una piccola variazione relativa in una di queste ultime, si ripercuote assai fortemente sulla prima. Per altro, se gli oscillatori sono costituiti in maniera molto simile, e posti nello stesso mezzo alla medesima temperatura ambiente, la parte preponderante delle variazioni, avendo lo stesso segno e la stessa entità in ambedue, non si fa risentire sulla frequenza differenziale. A scopo di grossolano orientamento potremo ritenere che, specie in riguardo all'influenza della temperatura ambiente e del riscaldamento dei tubi, l'instabilità risultante nella bassa frequenza sia ad es. 10 volte minore di quanto si otterrebbe moltiplicando semplicemente l'instabilità propria di uno dei due oscillatori ad alta, per il rapporto tra alta e bassa frequenza. La massima variazione relativa ammissibile in ciascuna alta frequenza, resta quindi espressa, in tale ipotesi, da:

$$\eta = \frac{10}{2} \eta_1 \frac{C_{x\,max}}{C_1} , \qquad (3)$$

dove $C_{x\,max}/C_1$ è il massimo valore fissato per il rapporto C_x/C_1 ed η_1 il massimo errore relativo, che si è disposti a tollerare nella misura di fondo scala.

Una buona soluzione pratica per la misura di capacità fino a 10 $\mu\mu$F, si può ritenere consista ad es. nell'uso di un rapporto $C_{x\,max}/C_1 = 1/200$ (che porta ad uno scarto nella linearità della scala in generale rientrante negli errori di lettura del galvanometro), di un'alta frequenza di 4.10^5 p/s ([15]) e (necessariamente) di due capacità C_1, C_2 di circa 2000 $\mu\mu$F. (La gamma f_{max}-f_{min} di frequenza differenziale applicata al dispositivo di rettificazione può risultare così compresa ad es. tra 1000 e 2000 p/s).

La massima variazione η ammessa nell'alta frequenza, per un'influenza non superiore a 10^{-3} sulla costanza della taratura di fondo scala, risulta espressa in base alla (3), da:

$$\eta = 2.5 \cdot 10^{-5} . \qquad (4)$$

Un confronto in questi riguardi tra la soluzione a frequenza costante

---

([15]) Come è noto (Matteini, loc. cit. nota 13), a pari altre condizioni, per quanto riguarda l'influenza del triodo, la stabilità di frequenza di un oscillatore è tanto più alta, quanto più alto è il coefficiente di risonanza $\epsilon \sim \pi/\delta$ del circuito $L\,C$ anodico.

In proposito di ϵ si tenga presente nei nostri riguardi che, per determinate dimensioni d'ingombro della bobina d'induttanza, il massimo valore del quoziente ϵ/C_1 si ottiene in genere per un valore C_1 tanto più piccolo quanto più la frequenza è alta, ma al disopra di una certa frequenza, ad es. 10^6 p/s, il guadagno in ϵ/C_1 all'aumentare delle frequenze diviene via via sempre più lieve. (« I triodi e la misura degli angoli di fase dei condensatori con il metodo di sostituzione nei circuiti risuonanti ». - L'Elettrotecnica, 1932, XIX, p. 93, e Pubbl. R.I.E.C., n. 64).

sopra considerata e la soluzione attuale, va a netto vantaggio della prima [16]. In compenso, come si è detto, il nuovo procedimento permette di raggiungere correnti galvanometriche assai più forti.

Il sistema attuale, se, tutto sommato, può sopportare assai bene il confronto con l'altro nel caso delle capacità piccole, assai male invece si presta nel caso delle capacità medie e non si presta affatto in quello delle capacità grandi.

Per la realizzazione della lettura diretta, per la taratura e per le soluzioni degli altri problemi annessi valgono ancora sostanzialmente le considerazioni svolte nel capitolo precedente.

4. - Apparecchi del tipo voltometro a triodo.

a) Sia, come indicato in *a*) od in *b*) della fig. 5, un circuito composto di una resistenza R in serie con una capacità C e con una sorgente di f.e.m. sinoidale di ampiezza V e pulsazione ω. I grafici *a*)

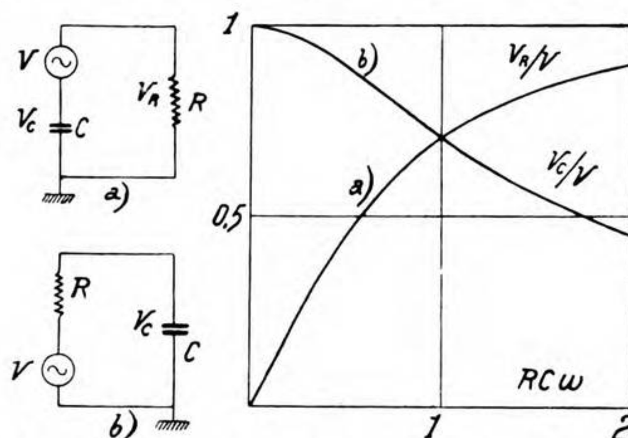


Fig. 5. — Circuiti per ridurre la misura delle capacità ad una misura di tensione.

e *b*) mostrano le leggi di variazione delle tensioni V_R e V_C ai capi della resistenza e della capacità, riferite alla tensione V di alimentazione, in funzione del prodotto $C R \omega$. Ambedue i grafici presentano un tratto all'incirca rettilineo; nel grafico *a*) tale tratto si identifica con quello iniziale della curva, nel grafico *b*) esso corrisponde invece a valori finiti di $C R \omega$, intorno ad un punto di flesso per il valore di $C R \omega = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}707$.

Si alimenti il circuito con un'oscillazione sinoidale avente am-

[16] Non bisogna dimenticare che tutti i calcoli eseguiti hanno un valore relativo, inteso unicamente allo scopo di dare qualche idea quantitativa sui metodi di misura proposti.

piezza e frequenza costanti (prodotta da un generatore termoionico), e si derivi un voltometro a triodo ad altissima impedenza sulla capacità C o sulla resistenza R. Se anche la R è costante, le variazioni di corrente al galvanometro del voltometro vengono a dipendere essenzialmente dalle variazioni di capacità; se queste ultime hanno luogo nel tratto lineare del grafico *a*) o *b*) corrispondente, e se il voltometro elettronico presenta in corrispondenza una scala lineare, il complesso verrà a costituire un apparecchio per la misura di capacità, paragonabile a quelli esaminati nei capitoli precedenti.

Delle due differenti soluzioni, consistenti nell'utilizzare la V_R o la V_C, per brevità ci limitiamo a considerare la prima che presenta sull'altra il vantaggio notevole di richiedere una minore compensazione del galvanometro anodico. Poichè la rettificazione di placca dà in generale curve di taratura assai più paraboliche che rettilinee, il voltometro a triodo sarà a rettificazione di griglia; se quest'ultima, come conviene, è del genere a valor massimo, lo schema completo dell'apparecchio potrà risultare come quello di figura 6.

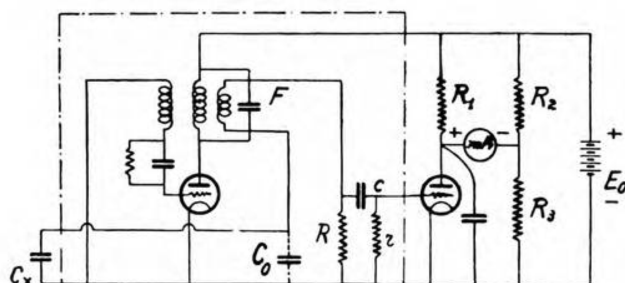


Fig. 6. — Capacimetro del genere « voltometro a triodo ».

Data la necessità di mettere a terra, cioè in connessione col filamento, un capo della capacità da misurare, il secondario del trasformatore che fornisce la f.e.m. di alimentazione deve essere isolato dalla terra stessa ed inserito come in figura 5*a*, tra la C e la R. Alla capacità da misurare si aggiunge quindi la capacità rispetto al suolo di tale secondario; si potrà ritenere che essa abbia sempre, anche nei casi più favorevoli (secondario convenientemente distanziato dal primario), il valore di qualche diecina di $\mu\mu$F (ad es. 50 $\mu\mu$F).

Nel tratto iniziale quasi rettilineo del grafico *a*), lo sviluppo in serie fino al termine di 3° grado dell'equazione fondamentale del circuito, permette di scrivere con buona approssimazione:

$$V_R/V = R\,C\,\omega\;[1 - 1/2\;(R\,C\,\omega)^2]\,. \qquad (1)$$

L'errore percentuale che si commette calcolando la V_R/V in base alla (1), trascurando nella (1) stessa $(R\,C\,\omega)^2$ di fronte ad 1, resta inferiore ad es. a 2 ‰ finchè è:

$$R\,C\,\omega < 0{,}063 \text{ circa.} \qquad (2)$$

Tale risultato relativo alla linearità della curva di V_R in funzione di C, ed all'estensione dell'intervallo in cui essa si può ritenere pra-

ticamente verificata, è senz'altro ammissibile anche per il grafico complessivo di taratura dell'intero apparecchio, quando sono realizzate le due condizioni:

1°) Il circuito di entrata del voltometro elettronico presenta una impedenza assai alta di fronte alla resistenza R su cui esso è derivato.

2°) Il funzionamento del voltometro a triodo ha luogo in un tratto perfettamente rettilineo della sua caratteristica.

Dato il valore della capacità di entrata (10-20 $\mu\mu$F) di ordine di grandezza non superiore a quello della capacità C (che, come si è

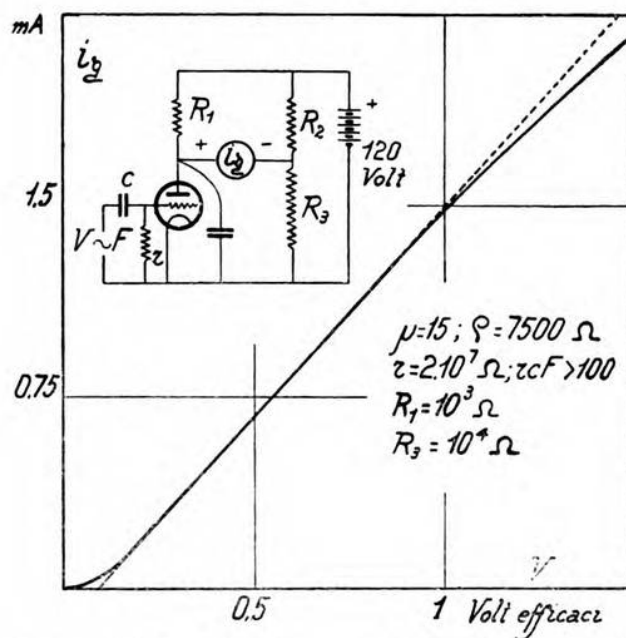


Fig. 7. — Schema e curva di taratura di un voltometro a triodo.

detto, resta limitato inferiormente a circa 50 $\mu\mu$F), e dato il basso valore di $R\,C\,\omega$, la prima condizione di può ritenere verificata semplicemente quando la r sia convenientemente più alta (ad es. 10 volte tanto) della R.

Per soddisfare alla seconda condizione si può tener presente la curva di taratura, riportata in fig. 7, di un voltometro a triodo composto con un usuale triodo da ricezione. Una buona attuazione per la gamma di capacità C_x da 0 a 10 $\mu\mu$F, per una C_0 di 50 $\mu\mu$F e per un tale voltometro, può essere caratterizzata dalle seguenti tensioni efficaci:

$$V_R = 0{,}7 \text{ volt per } C = C_0; \qquad V = \frac{0{,}7}{0{,}06} = \sim 12 \text{ volt.}$$

Conseguentemente la variazione $I_{g\ \mathrm{max}}$ della corrente galvanometrica è di 200 μA circa e la compensazione del galvanometro dalla corrente anodica costante (di 6 mA) risulta spinta a 1/30 circa.

L'opportunità di costituire il generatore con un triodo di piccola potenza può indurre a non oltrepassare 0,001-0,01 watt per la potenza dissipata nella R; sempre al solo scopo di fissare le idee possiamo porre che ragioni d'isolamento consiglino di non oltrepassare 50 MΩ per la r del circuito di griglia del voltometro; i limiti superiore ed inferiore della R medesima risulterebbero in conseguenza espressi rispettivamente da

$$10^3 \div 10^2, \text{ e } 5.10^6 \ .$$

Ciò posto, è facile rendersi conto, che fissato come al solito il limite inferiore della frequenza di funzionamento a 20 p/s, mentre resta tuttora possibile alle frequenze basse la misura di capacità ele-

Fig. 8. — Capacimetro con voltometro a triodi quasi simmetrico.

vate, come ad es. di qualche μF ([17]), la misura di capacità piccole può essere eseguita ad una frequenza scelta a piacere entro una vastissima gamma, che, nel caso di $C_{x\ max} = 10\ \mu\mu$F, può andare ad es. da 2.10^2 ($R = 5.10^6\ \Omega$) a 10^6 p/s ($R = 10^3\ \Omega$). La possibilità di misurare capacità piccole a frequenze molto basse è soprattutto notevole in quanto costituisce una caratteristica peculiare del sistema.

In conseguenza del grado spinto della compensazione del galvanometro anodico del voltometro a triodo, le inevitabili instabilità di caratteristica del triodo (dipendenti dalla tensione di alimentazione, dalla temperatura ambiente, dal riscaldamento, ecc.) restano evidentemente molto esaltate; in una serie di misure anche non molto lunga si può quindi rendere più volte necessaria la regolazione dello zero dello strumento. Una riduzione assai grande dell'inconveniente può

([17]) Anche nel caso di capacità alte il funzionamento dell'apparecchio deve aver luogo a partire da una capacità fissa, avente almeno lo stesso ordine di grandezza di quella da misurare, data la necessità di rimanere sempre con le tensioni entro l'intervallo di linearità della curva caratteristica del voltometro a triodo (fig. 7).

essere per altro ottenuta mediante l'adozione di un voltometro a triodo quasi simmetrico come quello di figura 8, dove i due triodi hanno caratteristiche tra loro diverse il meno possibile, e dove le due resistenze anodiche $R_1\,R_2$ hanno egualmente valori assai poco diversi.

L'alimentazione del circuito di griglia di tale nuovo triodo con una tensione proveniente dallo stesso generatore, ed avente un'ampiezza V_2 non molto diversa da quella della V_R dell'altro circuito di griglia, presenta anche il vantaggio di ridurre l'instabilità della taratura relativa alle variazioni di ampiezza dell'oscillazione del generatore.

Effettivamente tale variante si rende, per i suoi vantaggi notevoli, molto opportuna, se non addirittura necessaria, nonostante l'aumento di complessità che essa apporta al circuito.

Una soluzione più semplice ed ancora buona può consistere nel sopprimere la V_2 e nello stabilire lo zero galvanometrico mediante variazione della R_2, essendo la griglia connessa direttamente col negativo del filamento, ovvero meglio ancora mediante l'uso di una piccola polarizzazione negativa di griglia regolabile, essendo la R_2 fissa ed all'incirca eguale alla R_1.

Una soluzione più completa può viceversa essere ottenuta accoppiando il circuito di griglia del triodo di compensazione con il generatore, attraverso un circuito $C_2\,R_2$ di resistenza e capacità analogo al circuito $C\,R$ della capacità in esame, ($C = C_0 + C_x$), stabilendo all'incirca

$$C_2\,R_2 = C_0\,R\,.$$

In tale modo si ottiene un'ulteriore riduzione dell'instabilità, in relazione alle variazioni di frequenza del generatore ([18]).

Come si è detto la regolazione della taratura, necessaria per ottenere la lettura diretta, può essere facilmente eseguita in diversi modi pei quali rimandiamo ai capitoli precedenti.

Nello schema della figura 6 la linea tratteggiata indica i limiti di una schermatura del circuito. Si comprende facilmente come la schermatura stessa si renda soprattutto necessaria nel caso di misure di capacità piccole.

b) In base ai soliti concetti è possibile attuare molti altri schemi di circuito differenti da quelli considerati, sia ad es. per l'uso di un voltometro a triodo di altro tipo, sia ancora ad es. per la combinazione del circuito di entrata del voltometro con quello della capacità. Per quest'ultima via si arriva facilmente ai circuiti di raddrizzamento studiati recentemente dal Carrara ([19]), dei quali il più conveniente sembra quello riportato in figura 9. Lo schema completo dell'appa-

---

([18]) Sempre a proposito della stabilità di taratura dell'apparecchio, si osservi che le capsule a polverizzazione catodica, o simili, con le quali è necessario realizzare la resistenza R in serie con il condensatore, perchè essa sia praticamente priva di induttanza e di capacità, possono anche avere dei coefficienti di temperatura non trascurabili, ad es. dell'ordine di 1 $^0/_{00}$ per grado.

([19]) N. CARRARA: « Raddrizzamento di tensioni alternative con circuiti comprendenti un diodo, una resistenza e una capacità ». - L'Elettrotecnica, 1931, XVIII, p. 726, e Pubbl. R.I.E.C., n. 67.

recchio relativo si può ottenere rapidamente da quello di figura 6, chiudendo in corto circuito la capacità c e sopprimendo la resistenza r. Nella stessa figura 9 è riportata la curva che lega il rapporto V_{Rm}/V tra il valore medio della tensione V_R (la quale s'identifica con la tensione di griglia) e l'ampiezza della tensione fornita dal generatore, al prodotto $R\,C\,\omega$, nell'ipotesi di una rettificazione di griglia perfetta.

Per brevità non ci dilunghiamo a considerare nei particolari tale soluzione, sotto certi aspetti più vantaggiosa dell'altra. Ci limitiamo ad osservare che con essa, data la necessità di ottenere la rettilineità della caratteristica voltometrica, si hanno, a causa della resistenza interna variabile del diodo, limiti inferiori per la resistenza R assai più elevati che non nell'altro caso.

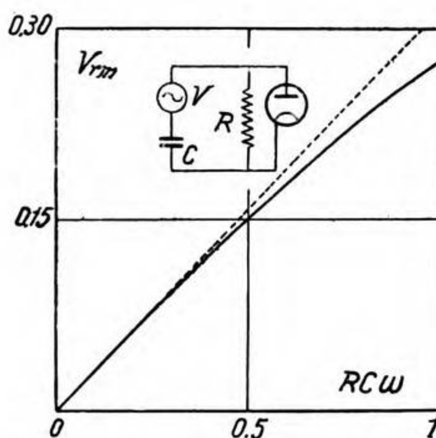


Fig. 9. — Circuito per ridurre la misura della capacità alla misura del valor medio di una tensione rettificata.

Il sistema di misura di capacità sopra esaminato è da considerarsi, dal punto di vista del concetto informatore, come dovuto al Dowling ([20]). Il Dowling prospettò anche la soluzione di conglobare il generatore ed il voltometro in un unico circuito ad un solo triodo. Per questa via si può ad esempio passare dal circuito di figura 6 a quello di figura 10. Si comprende come con un circuito del genere, in vicinanza della condizione limite di disinnescamento delle oscillazioni, si possa ottenere una sensibilità molto forte alle variazioni di capacità. Per quanto più semplice di tutti gli altri schemi, il circuito stesso non sembra tuttavia rappresentare un progresso di fronte a quelli da cui deriva, per diverse ragioni, tra cui la necessità di forte compensazione del galvanometro anodico ed una notevole instabilità.

([20]) Loc. cit. nota 2.

5. - Apparecchi di altro tipo.

a) Si abbia un risuonatore con una frequenza di risonanza F_0, un coefficiente di risonanza $\epsilon \gg 1$ ed una capacità C_0, nel quale sia indotta una f.e.m. oscillante avente frequenza F, espressa da:

$$F = F_0 \left(1 \mp \frac{1}{2\sqrt{2}\,\epsilon}\right). \qquad (1)$$

In corrispondenza di uno dei due valori di frequenza risultanti dalla (1), per i quali, com'è noto, la tensione V ai capi della C_0 risulta $\sqrt{2/3}$ volte quella di risonanza, il risuonatore si trova in corrispondenza di un punto di flesso della curva di risonanza. Per un certo intervallo intorno a tale punto di flesso, si può scrivere con buona approssimazione

$$\frac{\Delta V}{V_0} = \pm \left[0{,}472\,\epsilon\,\frac{C_x}{C_0} + 0{,}318\left(\epsilon\,\frac{C_x}{C_0}\right)^2\right], \qquad (2)$$

dove V_0 è la tensione per $C = C_0$, e ΔV la variazione che tale tensione subisce nel passaggio da C_0 a $C_0 + C_x$.

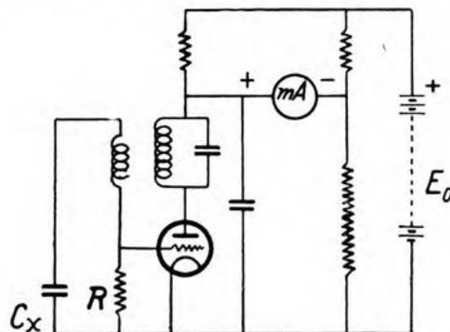


Fig. 10. — Capacimetro ad un sol triodo generatore e rettificatore.

Come ben si comprende, la (2) può rappresentare il punto di partenza per un capacimetro a scala lineare, simile a quello considerato nel capitolo precedente. Senza analizzare qui tale soluzione nei particolari, osserveremo che in essa vengono fortemente risentite le instabilità di ogni genere, a causa delle necessità di limitare $\frac{C_x}{C_0}$ a valori molto piccoli, e di compensare il galvanometro del voltometro a triodo ad un grado molto elevato. Per di più la presenza di un fattore γ di perdita nella capacità misurata, falsa la misura di una quantità proporzionale al fattore γ stesso (positiva o negativa a seconda del punto di flesso in cui si opera). Salvo casi assai particolari, come ad es. quello della misura di piccolissime capacità (minori dei 10 $\mu\mu$F finora consi-

derati), o di piccole variazioni relative di una data capacità, la soluzione stessa non sembra offrire che svantaggi rispetto a quella tipo Dowling, che le sarà in genere preferita.

b) Un apparecchio per la misura di capacità a lettura diretta potrebbe anche essere realizzato secondo il concetto di utilizzare la capacità per produrre variazioni di fase, e di misurare queste ultime per mezzo di un fasometro a triodi ([21]).

c) Altri apparecchi simili a quelli fin qui considerati potrebbero infine essere ottenuti, ad esempio:

1°) Utilizzando, in circuiti simili a quelli dei capitoli 2 e 3, « dispositivi di rettificazione » di altro tipo, quali è possibile immaginare.

2°) Applicando, in un circuito del genere di quelli esposti nel capitolo 4, il voltometro elettronico ad una delle diagonali di un ponte comprendente la capacità da misurare, regolato in prossimità dello zero.

3°) Combinando, in maniera diversa, i singoli organi costitutivi dei vari apparecchi ora considerati.

Ad un esame sommario, per altro, nessuna di queste nuove soluzioni appare particolarmente vantaggiosa di fronte a quelle sopra descritte.

6. - Conclusioni.

Dei diversi apparecchi messi a confronto, quelli realizzati presso il R.I.E.C. e descritti nei capitoli 2 e 3 sembrano più vantaggiosi degli altri sotto diversi aspetti. Tra i due apparecchi, quello a frequenza costante e quello a frequenza variabile, si darà in genere la preferenza al secondo solamente nel caso in cui debbano misurarsi capacità molto piccole (ad es. inferiori a 10 $\mu\mu$F) e si desideri nello stesso tempo ottenere correnti relativamente intense ([22]).

In ambedue gli apparecchi la stabilità di ampiezza dell'oscillazione non ha pratica importanza, e la stabilità di frequenza può essere ottenuta abbastanza facilmente al grado necessario. La linearità della scala si ottiene senza la minima difficoltà di regolazione, ed il passaggio dall'una all'altra gamma di capacità può essere eseguito, entro limiti discretamente vasti, in maniera molto semplice e senza la necessità di ulteriori regolazioni della taratura.

Gli apparecchi esaminati nel capitolo 4, che rientrano in una categoria completamente diversa, insieme col rilevante vantaggio di una maggiore semplicità di schema, presentano l'inconveniente di una minore stabilità di taratura, per il fatto che quest'ultima risente anche le variazioni di ampiezza dell'oscillazione del generatore, oltre quelle di frequenza. Gli apparecchi stessi non si prestano infine facilmente al cambiamento di scala secondo rapporti noti a priori e sono di regolazione un poco più delicata.

D'altra parte questi circuiti hanno il vantaggio, in certi casi molto importante, di permettere la misura di capacità molto piccole a fre-

---

([21]) F. VECCHIACCHI: L'Elettrotecnica, 1930, XVII, p. 713, e Pubbl. R.I.E.C., n. 57.

([22]) Sul principio dei circuiti del capitolo 3 possono essere basati anche apparecchi per la misura, a lettura diretta, delle induttanze.

quenze anche assai basse ed in generale di consentire la misura di una data capacità a frequenze scelte a piacere entro una vasta gamma, o di misurare, ad una data frequenza, capacità di valori anche molto diversi. Così gli apparecchi stessi appaiono abbastanza indicati per un uso « universale ».

Gli altri apparecchi, brevemente prospettati nel capitolo 5, non sono in generale da preferirsi, come già si è detto, agli altri più minutamente descritti.

Un caso particolare di misura di capacità è quello del rilievo dei piccoli spostamenti meccanici; tutti gli apparecchi sopra considerati si possono prestare a questo scopo; particolarmente indicato appare quello R.I.E.C. del capitolo 3.

Nel presente studio, gli esempi di pratica attuazione dei circuiti sono stati limitati al caso particolare della gamma di capacità minori di 10 $\mu\mu$F. Tale caso è all'incirca, come ordine di grandezza, quello che si presenta nella misura delle capacità interne dei tubi elettronici usuali. In realtà gli apparecchi realizzati presso il R.I.E.C. sono stati ideati soprattutto in vista di tale scopo. Con un apparecchio, la cui portata di misura sia di 10 $\mu\mu$F, si può compiere facilmente la misura di una capacità comunque più piccola, con l'approssimazione di 1-2 centesimi di $\mu\mu$F. Tale approssimazione è nella maggior parte dei casi maggiore di quella con cui le piccole capacità medesime possono essere definite a causa della presenza delle capacità disperse dipendenti dalle connessioni e dai corpi circostanti.

Il vantaggio della proporzionalità della scala è anzitutto rilevante in relazione alla precisione, con cui essa consente di eseguire il confronto tra capacità di valore anche molto diverso. La proporzionalità stessa permette infine di ottenere nella maniera più facile la lettura diretta, a sua volta assai vantaggiosa nei riguardi della rapidità e comodità delle misure. Con l'apparecchio R.I.E.C. 1° tipo, il doppio risultato si ottiene facilmente in una maniera che si può dire naturale; negli altri la ricerca della proporzionalità va più o meno a scapito della stabilità di taratura; qualche volta potrà così convenire di rinunciare alla proporzionalità assoluta, per rassegnarsi ad una proporzionalità ottenuta mediante l'uso di termini correttivi (ad es. apparecchio R.I.E.C. 2° tipo), od anche per ridursi all'uso di curve di taratura ottenute mediante campioni di capacità variabili.

Lo studio sopra eseguito dà gli orientamenti necessari anche riguardo a soluzioni di quest'ultimo genere.

L'autore è molto grato a S. E. Vallauri per i consigli ricevutine [23].

Livorno - R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

---

[23] Lo scrivente ringrazia anche l'ing. G. Pincione per l'efficace aiuto ricevutone nella pratica attuazione dei vari apparecchi.

PROVE SU ISOLATORI PER LINEE AD ONDE GUIDATE

MARIO BOELLA

Mediante un metodo a risonanza e per confronto con resistenze pure, di valore elevato, sono state eseguite misure della capacità e della conduttanza (conseguentemente dell'angolo di perdita), entro il campo di frequenze compreso tra 10^4 e 10^5 hertz, su vari tipi di isolatori a perno, adibiti a linee telefoniche e a linee di comunicazione ad onde guidate. E' descritta l'apparecchiatura usata per le misure, e sono riportati i risultati di queste, eseguite con varie condizioni di ambiente: aria secca, aria satura di vapor d'acqua, nebbia, pioggia. Le prove hanno stabilito come non abbiano valore le misure di isolamento, eseguite con tensione continua su isolatori telefonici e per linee ad alta frequenza, ed hanno suggerito nuovi criteri per il progetto dell'isolatore. La metallizzazione della testa ha ridotto a meno della metà il valore della conduttanza sotto pioggia, senza sensibile aumento della capacità. Una ulteriore notevole diminuzione della conduttanza (circa 50 per cento) è stata ottenuta, applicando all'isolatore un anello di guardia collegato alla linea e situato in posizione opportuna rispetto all'orlo della campana.

1. - Dispositivo di misura.

1. — Il rapporto fra le perdite nel rame e le perdite negli isolatori, nelle linee di comunicazione a frequenza portante, diminuisce notevolmente con l'aumentare di questa, in modo che acquista interesse conoscere il comportamento dei vari tipi di isolatori per frequenze di 40 ÷ 50 kilohertz e studiare la possibilità di diminuirne le perdite.

Il metodo di misura usato in queste ricerche è quello a risonanza recentemente descritto ne *L'Elettrotecnica* da F. Vecchiacchi ([1]), ed usato dall'A ([2]) per la misura dell'angolo di perdita dei dielettrici, con frequenze fino a $6 \cdot 10^6$ hertz. Esso consiste nel sostituire all'isolatore in prova, inserito in parallelo su un circuito oscillatorio accoppiato ad un generatore, il suo circuito elettrico equivalente, costituito da una capacità pura ed una resistenza pura, poste in parallelo. L'identità delle due condizioni è rivelata dalla misura della tensione ai capi del circuito oscillatorio, eseguita mediante voltmetro a tubo elettronico.

Alcune modifiche si sono dovute apportare allo schema di circuito adoperato nelle precedenti misure, per meglio rispondere alle

---

([1]) L'Elettrot., 1932, XIX, 4, pag. 93.
([2]) L'Elettrot., 1932, XIX, 4, pag. 99.

esigenze attuali. Le modifiche riguardano principalmente il voltmetro elettronico ed il sistema di inserzione delle resistenze di paragone.

2. — Il voltmetro elettronico usato precedentemente era del tipo a raddrizzamento per caratteristica anodica, con tensione di polarizzazione di griglia e strumento di misura compensato. Esso è atto a misurare piccole variazioni di una tensione alternata, che abbia un centinaio di volt per valor massimo (a tutta la scala dello strumento corrisponde una variazione della tensione del 2 % circa), e, opportunamente adoperato, ha una scala lineare: vantaggio assai notevole per l'interpolazione. Tuttavia esso presenta alcuni inconvenienti: non si

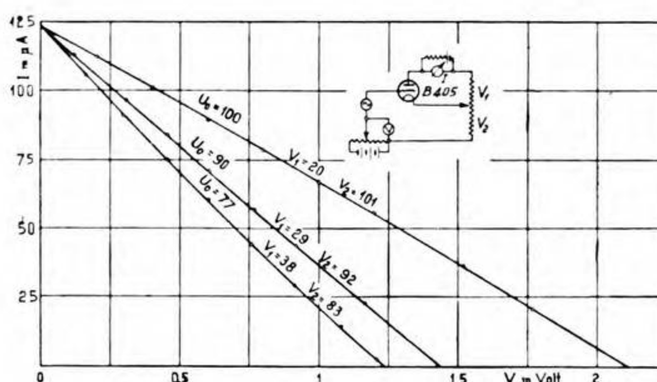


Fig. 1. — Caratteristica del voltmetro compensato a triodo.

presta facilmente ad ampie variazioni di sensibilità, necessarie per effettuare le prove sugli isolatori con varie condizioni di ambiente ed una soddisfacente precisione di misura; la curva di taratura non è sempre lineare e la sua forma varia in modo notevole col variare del rapporto tra tensione anodica e tensione di polarizzazione di griglia. In figura 1 si vede la forma della curva di taratura per alcuni valori delle tensioni V_1 e V_2. Le curve sono state ricavate in maniera speditiva, non variando la tensione alternata applicata alla griglia (metodo che presenterebbe difficoltà data la piccola variazione che si deve realizzare), bensì variando la tensione di polarizzazione, con valore costante della tensione alternata. L'errore che si commette con questo procedimento è trascurabile. Per ottenere il valor massimo U della tensione alternata, corrispondente a un punto qualsiasi della curva, si sottrae il valore V, di cui si è variata la tensione di polarizzazione, dal valore base U_0 della tensione alternata, misurato con altro metodo (voltmetro a diodo per valori massimi) per il punto iniziale delle curve.

Il nuovo tipo di voltmetro elettronico usato è derivato da quelli a

diodo per misura di valori massimi [3] ed è composto di un diodo rettificatore 24 e di un triodo amplificatore 24′, come si vede in figura 2, nella quale è riportato lo schema generale dell'istallazione usata per le misure. Il diodo è polarizzato con una tensione negativa di un centinaio di volt, ottenuta mediante il potenziometro 7. Per il processo di rettificazione si stabilisce ai capi della capacità 16 una tensione continua uguale alla differenza tra il valore massimo della tensione al-

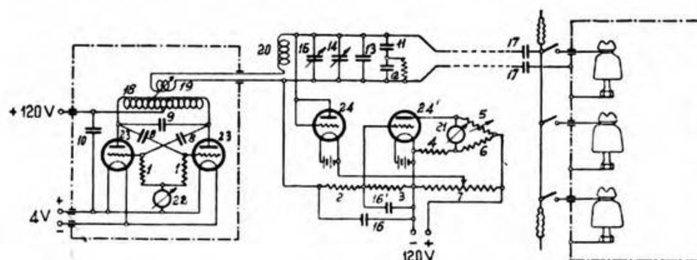


Fig. 2. — Schema elettrico dell'apparecchiatura per misure sugli isolatori.

1.	10.000 ohm, 1 watt.	13.	10 ÷ 1 mμF, a mica.
2.	1 megaohm, 1 watt.	14.	1 mμF, variabile ad aria.
2+3	5 ÷ 10 megaohm.	15.	0,15 mμF, variabile ad aria.
4.	20.000 ohm, 1 watt.	16-16′	10 mμF, a mica.
5.	200 ohm.	17.	5 mμF, a mica.
6.	200 ohm.	18.	20 ÷ 0,3 millihenry.
7.	3.000 ohm.	19.	Bobina di accopp. - 10 spire.
8.	10 mμF, a mica.	20.	30 ÷ 1,3 millihenry.
9.	15 ÷ 9 mμF, a mica.	21.	0,5 mA, 30 ohm.
10.	1 μF, a carta.	22.	10 mA.
11.	0,186 mμF, a mica.	23.	Triodi tipo Philips B 405.
12.	1,265 mμF, a mica.	24-24′	Triodi tipo Philips A 415.

ternata applicata al diodo e la tensione di polarizzazione; questa tensione continua non è misurata mediante un galvanometro a corrente continua, come negli usuali voltmetri a diodo, bensì applicandola (tutta o una parte solamente) alla griglia del triodo 24′, e misurandola mediante il milliamperometro compensato 21 inserito nel circuito anodico La forte tensione di polarizzazione del diodo e l'uso di un elevato valore complessivo delle resistenze 2 e 3, permettono di ridurre ad una quantità trascurabile l'assorbimento di energia per parte del voltmetro; variazioni della sensibilità entro ampi limiti sono possibili variando il rapporto delle due resistenze 2 e 3; la compensazione del milliamperometro permette di ottenere deviazioni proporzionali alle variazioni di tensione, su tutta la scala dello strumento e indipendentemente dal valore della sensibilità. Inoltre, a pari sensibilità col voltmetro elettronico precedentemente usato, è possibile usare uno strumento di mi-

(3) F. Vecchiacchi: Misura diretta, mediante diodi, dei valori massimi di una tensione alternativa - Dati e Memorie sulle Radiocomunicazioni, 1932.

sura assai meno sensibile e quindi meno delicato; con un milliamperometro della portata di 0,5 mA ed un triodo con pendenza di 2 mA/volt, lo strumento va da zero a fine scala per una variazione di tensione di circa 0,6 volt. La capacità 16′ serve ad evitare un'azione diretta della tensione alternata sulla griglia del triodo amplificatore; allo stesso scopo conviene usare valori non troppo bassi della resistenza 2.

3. — La resistenza equivalente degli isolatori raggiunge valori molto elevati nelle prove a secco: dell'ordine di 200 ÷ 300 MΩ. Poichè non è facile disporre di resistenze di paragone di questo ordine di grandezza, si è ricorso all'uso di un divisore di tensione a capacità, il quale permette di usare resistenze di valore notevolmente più basso

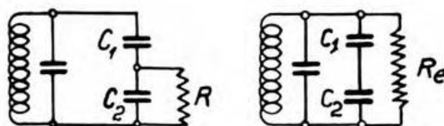


Fig. 3. — Inserzione delle resistenze di paragone, con divisore a capacità.

(fig. 3). Se la resistenza R è sufficientemente più grande della reattanza di C_2, si può ammettere che essa equivalga ad una resistenza R_e direttamente derivata sul circuito oscillatorio e di valore

$$R_e = \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right)^2 R = K\,R\,. \qquad (1)$$

Tale ipotesi equivale infatti ad ammettere che la resistenza R non modifichi il rapporto tra la tensione ai capi del circuito oscillatorio e quella tra le armature della capacità C_2; rapporto espresso da $1 + \frac{C_2}{C_1}$. Si ottiene la (1) uguagliando nei due casi i valori della potenza dispersa, proporzionali al quadrato delle tensioni.

Per calcolare con maggiore esattezza il rapporto tra R_e ed R, indipendentemente dalla precedente ipotesi, conviene eguagliare i valori dell'angolo di perdita δ (o di una sua funzione trigonometrica) corrispondenti ai due schemi. Col divisore a capacità si ha

$$\frac{V}{I} = \frac{R}{1 + R^2\,\omega^2\,C_2^2} - j\left(\frac{1}{\omega C_1} + \frac{R^2\,\omega\,C_2}{1 + R^2\,\omega^2\,C_2^2}\right),$$

da cui

$$\operatorname{cotg}\delta = R\,\omega\,C_2\left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) + \frac{1}{R\,\omega\,C_1}\,.$$

Eguagliando questa espressione con quella ad essa corrispondente,

che si ottiene per il secondo schema di fig. 3, si ha

$$R \, \omega \, C_2 \left(1 + \frac{C_2}{C_1}\right) + \frac{1}{R \, \omega \, C_1} = R_e \, \omega \, \frac{C_1 \, C_2}{C_1 + C_2},$$

da cui

$$R_e = KR \left(1 + \frac{1}{\omega^2 \, C_2 \, (C_1 + C_2) \, R^2}\right). \tag{2}$$

Per $R \geq 20 \dfrac{1}{\omega \, C_2}$ l'errore che si commette adottando la (1), quale risulta dal fattore di correzione compreso fra parentesi nella (2), è inferiore al 2 ‰. L'uso di resistenze di paragone più basse fa scomparire il fenomeno delle perdite addizionali nelle resistenze, di modo

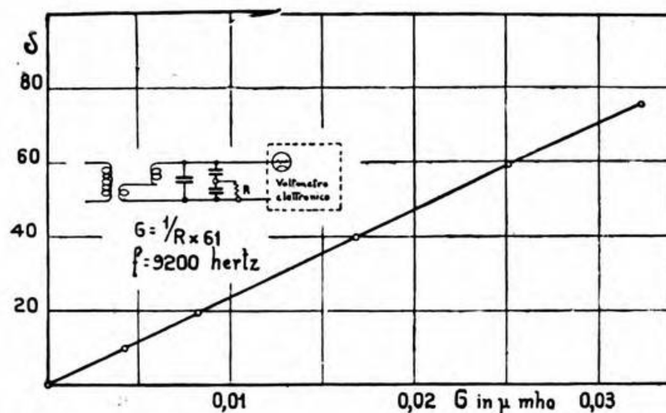


Fig. 4. — Caratteristica di taratura per la misura della conduttanza degli isolatori.

che se ne possono usare due o tre in parallelo e le curve di taratura si tracciano con maggiore esattezza e passano per l'origine. In fig. 4 è tracciata una di queste curve per la frequenza di circa 10^4 hertz.

Di resistenze conviene averne due serie complete, da 10^4 a 10^7 ohm, e la scala più vantaggiosa è la seguente : 1-2-3-6-10-20... ecc., in valori di conduttanza.

4. — In fig. 2 è disegnato lo schema elettrico dell'istallazione e le figg. 5 e 6 ne riproducono la disposizione pratica.

Il generatore è racchiuso entro una cassa metallica di schermo, e gli isolatori in prova sono contenuti entro un ampio cassone metallico (fig. 5) nel quale è facile cambiare le condizioni di ambiente. L'ambiente secco è ottenuto disponendo calce viva sul fondo del cassone, mentre la condizione di aria satura di umidità è realizzata riempiendo di acqua il fondo, e la nebbia mediante un bollitore elettrico : un piccolo ventilatore mantiene in agitazione l'aria, allo scopo

di avere uniformità di condizioni per tutti gli isolatori. La pioggia è ottenuta mediante acqua distillata fatta circolare in circuito chiuso mediante pompa centrifuga, ed è dosata conformemente alle prescrizioni dell'A.E.I. Si è tuttavia notato che variazioni anche notevoli della intensità della pioggia non portano accertabili variazioni sui risultati.

Il collegamento fra il circuito di misura e gli isolatori in prova è fatto mediante una linea, lunga circa m 1,50, ed una sbarra di distribuzione. La linea è composta di due fili in rame argentato pa-

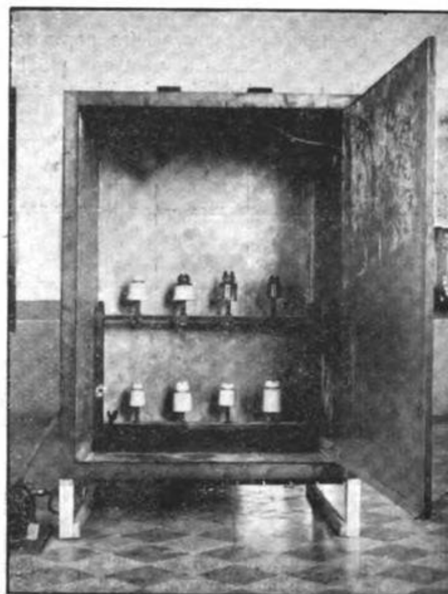


Fig. 5. — Cassone contenente gli isolatori sotto prova.

ralleli, del diametro di mm 1,5 e tra loro distanti circa cm 10. La verifica se una tale disposizione non porti, per queste misure, errori sensibili è stata fatta inserendo, al posto dell'isolatore nel cassone, un buon condensatore variabile ad aria: variare questo equivale ad inserire all'estremità della linea una capacità pura. Si è così potuto accertare che, con una capacità di 20 $\mu\mu$F e per la frequenza di 100 kilohertz, si ha un errore, nella misura della conduttanza, di circa 0.0004 micromho, in causa della resistenza della linea; errore trascurabile, poichè la conduttanza di un isolatore, per la stessa frequenza, non è generalmente inferiore a 0,03 micromho, e la capacità d'altra parte è inferiore a 20 $\mu\mu$F.

E' importante che nelle vicinanze degli isolatori non si trovino pezzi di legno o di altro materiale che possa dar luogo, specialmente

se umido, ad un aumento notevole delle perdite; così pure la base su cui è fissato il perno dell'isolatore, se è in legno, deve essere rivestita con una lastra metallica connessa col perno.

2. - Risultati delle prove.

5. — In un primo tempo le prove sono state eseguite con varî tipi di normali isolatori telefonici, in pyrex, porcellana e vetro. Gli isolatori sono provvisti di capsula metallica filettata, fissata mediante cemento. Il cemento non introduce notevoli perdite addizionali, se è

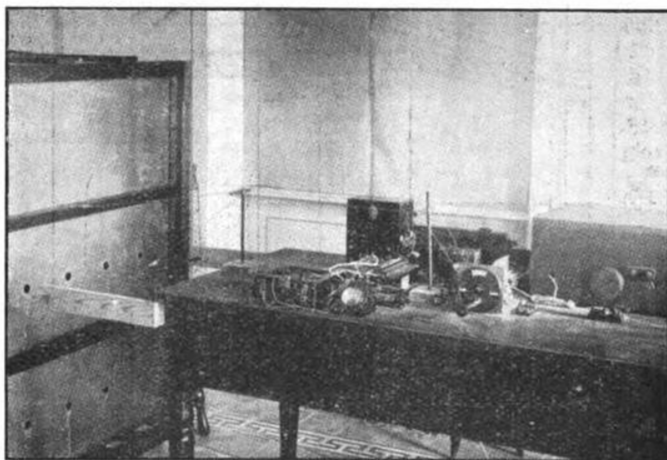


Fig. 6. — Apparecchiatura per le prove.

ben secco; se invece è umido dà luogo a perdite maggiori, le quali tuttavia possono sensibilmente variare i risultati solo nelle prove in ambiente secco.

Nelle figg. 7, 8 e 9 si vedono i risultati ottenuti con alcuni isolatori. Sull'asse delle ordinate si sono riportati i valori di G/ω, essendo G la conduttanza in micromicromho, per avere una grandezza che varî bensì con la frequenza allo stesso modo della tangente dell'angolo di perdita δ, ma che meglio di essa rispecchi l'effettivo comportamento degli isolatori nell'impiego pratico. E' interessante infatti conoscere, piuttosto che l'angolo di perdita degli isolatori, le perdite (per unità di tensione e di frequenza) di ciascun elemento, le quali sono funzione dell'angolo di perdita e della capacità. Dal valore di G/ω si ricava, quale grandezza secondaria, quello di tg δ, dividendo il primo per il valore della capacità (in $\mu\mu$F con le unità assunte).

Per le prove sotto pioggia si sono disegnate zone di valori anzichè linee, date la continue oscillazioni della conduttanza, dovute alle variazioni di assetto dei filetti liquidi sulla superficie dell'isolatore.

Dai diagrammi si rileva come le perdite sotto pioggia siano in ogni caso le maggiori; inoltre esse poco variano da un tipo all'altro

di isolatore, mentre variazioni notevoli si possono avere nelle prove in ambiente umido e, specialmente, in quelle a secco. E' tuttavia interessante confrontare fra loro i diagrammi ottenuti con i Mod. 6 e 7 in porcellana. Il Mod. 6, di dimensioni lineari 1,5 volte maggiori, ha sotto pioggia una conduttanza da 1,5 a 2 volte maggiore di quella del Mod. 7. Questi risultati, a prima vista sorprendenti, sono stati confermati da numerose altre prove, eseguite su isolatori simili, e

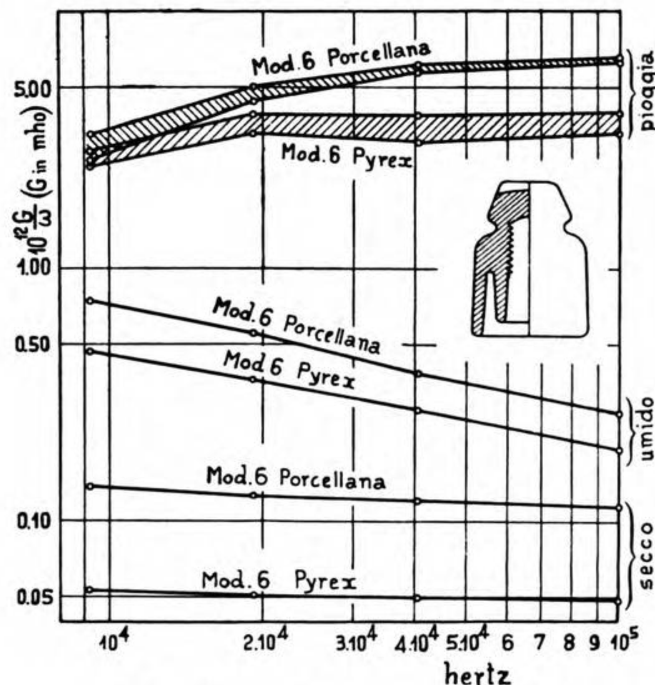


Fig. 7. — Prove su isolatori telefonici Mod. 6.

concordano pure con quelli ottenuti con gli isolatori Mod. 6 e 7 speciali (fig. 9), per i quali il rapporto delle dimensioni lineari è ugualmente 3/2.

E' interessante osservare come non siano rilevanti le variazioni della conduttanza sotto pioggia al variare della frequenza. Un notevole accordo si ha pure tra i risultati di misure eseguite sui medesimi isolatori, presso il R.I.E.C. su frequenze ultraacustiche da 10.000 a 40.000 hertz, dall'Ing. Crivellari, per conto della S.I.P., su frequenze acustiche e con metodo a ponte.

Fatta eccezione per le prove sotto pioggia, la capacità degli isolatori varia poco con la frequenza e senza legge ben definita. Perciò a titolo di esempio si riportano in figura 10 i valori della capacità per un isolatore Mod. 6 in porcellana, e per gli altri isolatori provati si

sono trascritti nella tabella I i valori della capacità misurati per la frequenza di 40.300 hertz.

TABELLA I

Isolatore	Capacità in $\mu\mu F$ per $f = 40300$ hertz		
	secco	umido	pioggia
Mod. 6 pyrex	8.7	9.2	20
» 6 porcellana	9.2	9.7	22
» 7 vetro	11.8	12.2	24
» 7 porcellana	9.0	9.5	19
» 6 sp. »	10.2	10.6	24
» 7 sp. »	10.1	10.3	20

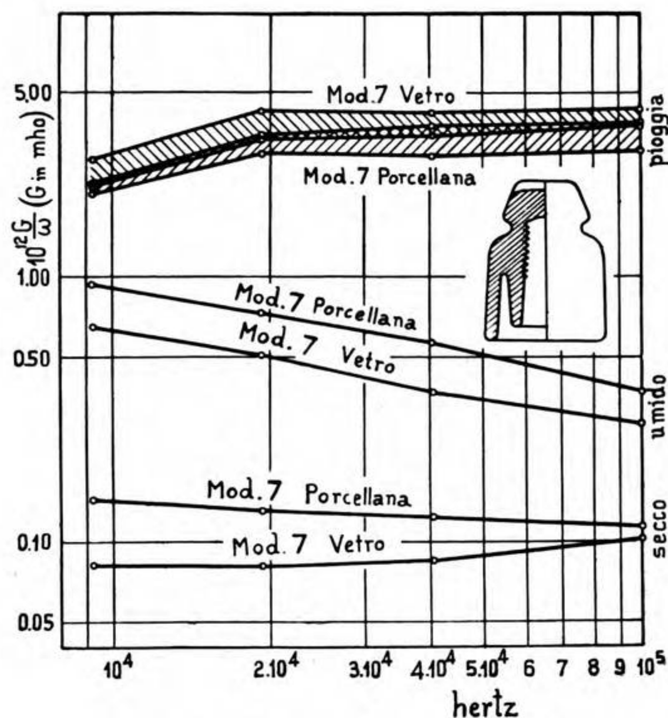


Fig. 8. — Prove su isolatori telefonici Mod. 7.

La misura della conduttanza sotto tensione continua di circa 200 volt ha dato valori dell'ordine di 0,0002 micromho per gli isolatori posti in ambiente umido, inferiori a 0,0001 micromho per gli isolatori

sotto pioggia: valori in ogni caso enormemente maggiori di quelli ottenuti nelle prove ad alta frequenza.

Non vi è dubbio quindi, che le prove di isolamento sotto tensione continua non possano stabilire alcun elemento di giudizio per isolatori destinati a linee di comunicazione a frequenza portante e probabilmente neppure per isolatori telefonici. E' pertanto ben comprensibile, come i modelli speciali 6 e 7, costruiti con criteri derivati dalle prove sotto tensione continua, non abbiano presentato, nelle prove ad alta frequenza, alcun vantaggio sui tipi normali.

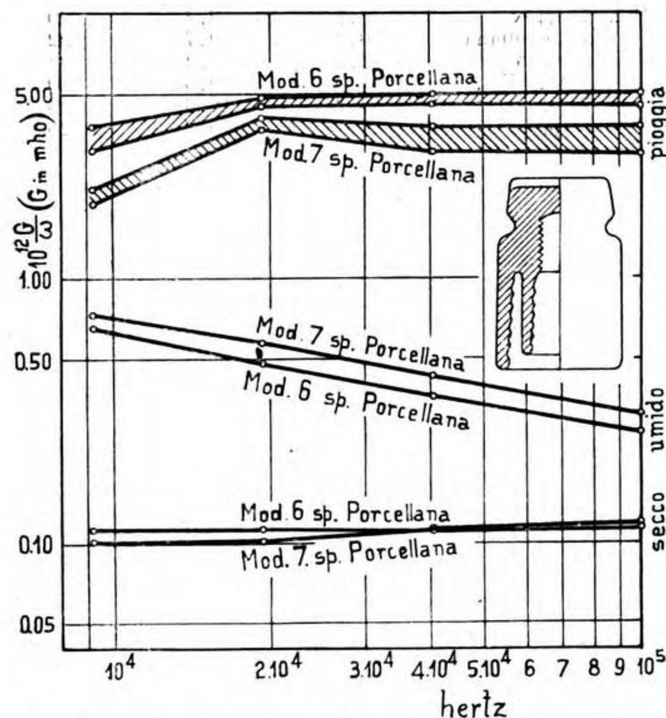


Fig. 9. — Prove su isolatori telefonici Mod. 6 e 7 modificati.

Sembra inoltre di poter stabilire, coordinando i risultati delle varie misure, che l'aumento notevole di conduttanza, che si verifica nelle prove sotto pioggia, sia da attribuirsi alla formazione di un velo di acqua sulla testa e sulla campana dell'isolatore; velo che costituisce un'armatura di resistenza abbastanza elevata, la quale, mentre aumenta la capacità elettrostatica dell'isolatore, ne aumenta pure in maniera notevolissima le perdite.

6. — Tali considerazioni sul comportamento degli isolatori sotto pioggia hanno indotto a sperimentare, se la metallizzazione della superficie della testa e di parte della campana sia capace di ridurre la

conduttanza sotto pioggia. Si sono perciò fatti costruire alcuni isolatori, ai quali si è pure dato un profilo leggermente diverso dal solito, avendo soppresso la seconda campana interna giudicata superflua e forse anche dannosa. Di questi alcuni hanno avuto la superficie della testa e di parte della campana metallizzata, mediante ramatura galvanica.

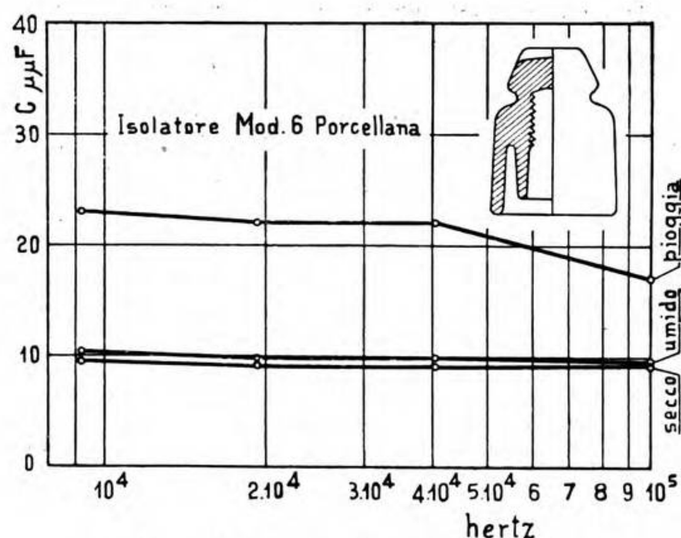


Fig. 10. — Misure di capacità su isolatori Mod. 6.

In fig. 11 e 12 sono riportati i risultati ottenuti con questi isolatori. Il tipo con testa metallizzata (fig. 11) presenta valori della conduttanza, sotto pioggia, che sono circa la metà di quelli dei modelli normali, mentre l'altro tipo (fig. 12) si comporta identicamente a questi. A secco e ad umido, invece, gli isolatori metallizzati sono peggiori degli altri; ciò tuttavia ha poca importanza, poichè sempre le condizioni più sfavorevoli sono date dalla pioggia.

La seguente tabella II fornisce i valori della capacità di questi isolatori, misurata alla frequenza di 40.300 hertz.

TABELLA II

Isolatore	Capacità in $\mu\mu F$ per $f = 40300$ hertz			
	secco	umido	nebbia	pioggia
N. 1 non metallizzato	11.8	11.8	12	23.8
» 2 » »	12.2	12.4	12.6	22.4
» 1 metallizzato	24	24	24.4	25.2
» 2 »	23.8	23.6	24	25.2

Anche sotto questo aspetto gli esemplari non metallizzati non si comportano diversamente dai modelli normali; per quelli metallizzati invece si osservano solo piccole variazioni della capacità, al variare delle condizioni di ambiente.

La metallizzazione della testa è dunque discretamente vantaggiosa nei riguardi delle perdite, mentre di dubbia utilità è la modificazione del profilo sperimentata. La completa metallizzazione della

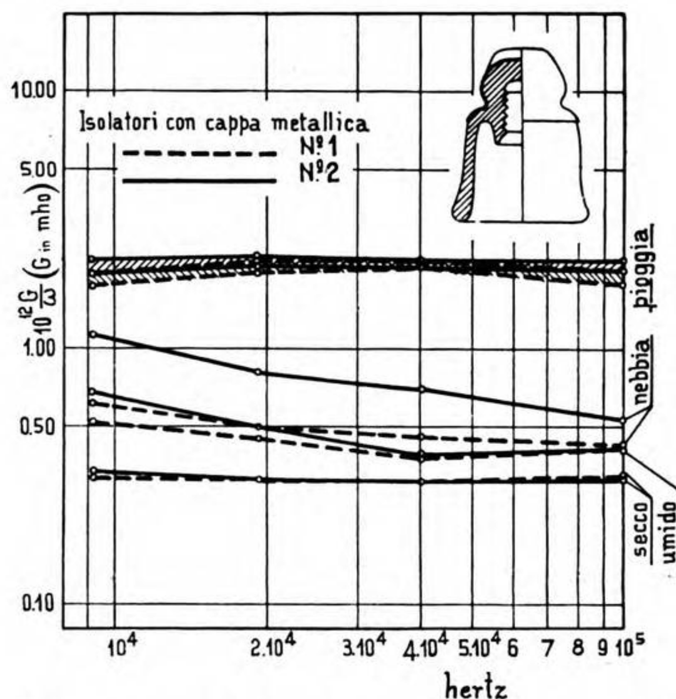


Fig. 11. — Misure su isolatori sperimentali con testa metallizzata.

superficie esterna della campana porterebbe certamente a migliori risultati, poichè dovrebbe dare valori della conduttanza sotto pioggia non diversi da quelli che si ottengono nelle prove ad umido. Non si crede tuttavia che tale soluzione possa essere praticamente vantaggiosa, poichè l'isolamento superficiale dell'isolatore sarebbe affidato solo alla superficie interna della campana, la quale non è soggetta ad essere lavata periodicamente dalle pioggie, come quella esterna.

7. — La differenza ancora notevole di conduttanza tra le prove a umido e quelle sotto pioggia è verosimilmente dovuta a perdite nella campana, la quale è posta in una porzione abbastanza intensa

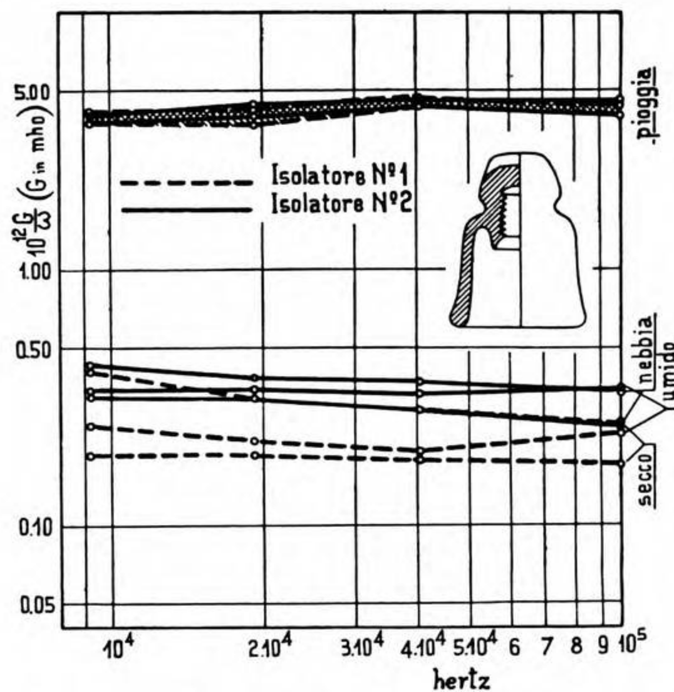


Fig. 12. — Misure su isolatori sperimentali senza testa metallizzata.

Isolatore	$C\mu\mu F$	$10^{12}\frac{G}{\omega}$	$f = 40300$ hertz
Mod. 6 Pyrex	7.7	1.60÷1.82	ebanite
Mod. 6 Porcellana	7	1.98÷2.21	
Mod. 7 Porcellana	6.3	1.42÷1.54	
N°1 con cappa	7	1.52÷1.62	
N°1 senza cappa	6.3	1.78÷1.97	

Fig. 13. — Misura delle perdite nella campana dell'isolatore, sotto pioggia.

del campo elettrico esistente tra il collare ed il perno. Per tentare di mettere in evidenza le perdite che hanno luogo nella campana, riducendo quelle che si verificano nella testa, si è provato a prolungare il

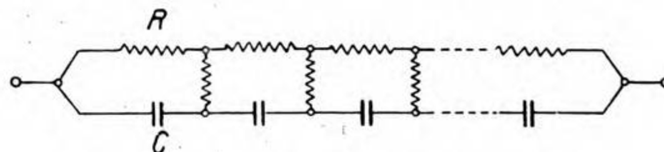


Fig. 14. — Perdite nella campana sotto pioggia. Circuito elettrico equivalente.

perno con un colonnino in ebanite, foggiato in modo che esso costituisca una capacità assai piccola, interposta tra il perno e la capsula metallica

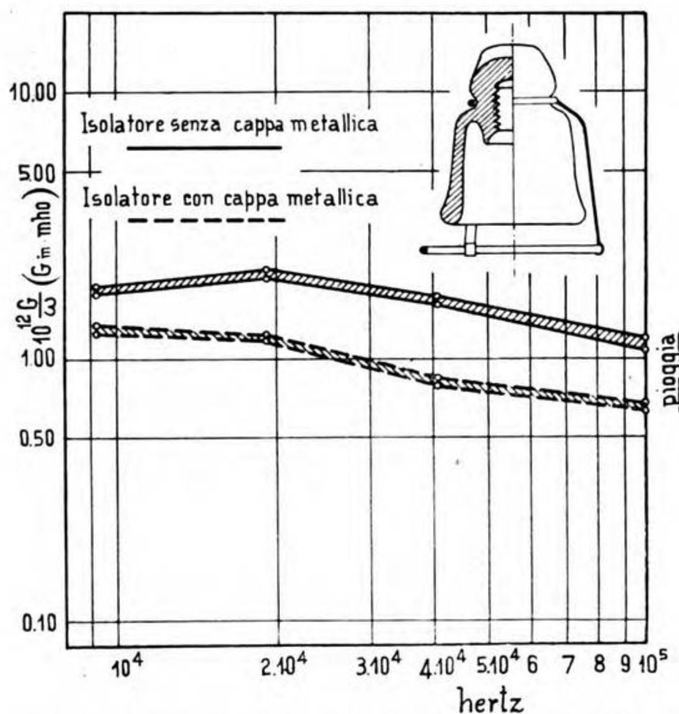


Fig. 15. — Prove su isolatori con anello di guardia, sotto pioggia.

interna dell'isolatore (fig. 13). Dalla tabella unita alla figura, nella quale sono riportati i risultati delle misure eseguite sotto pioggia e con frequenza di 40.300 hertz, si vede che questa disposizione fa diminuire in

modo notevolissimo la capacità di tutti gli isolatori e riduce la conduttanza di oltre il 50 % per gli isolatori senza cappa metallica, e solo del 20 % per quelli muniti di cappa. Essa dunque annulla quasi le perdite sulla superficie della testa, mentre ha piccola influenza su quelle della campana.

8. — Sembra verosimile che le perdite nella campana siano dovute a ciò, che le linee del campo elettrico hanno una componente tangenziale al profilo meridiano della campana. Secondo tale componente si tro-

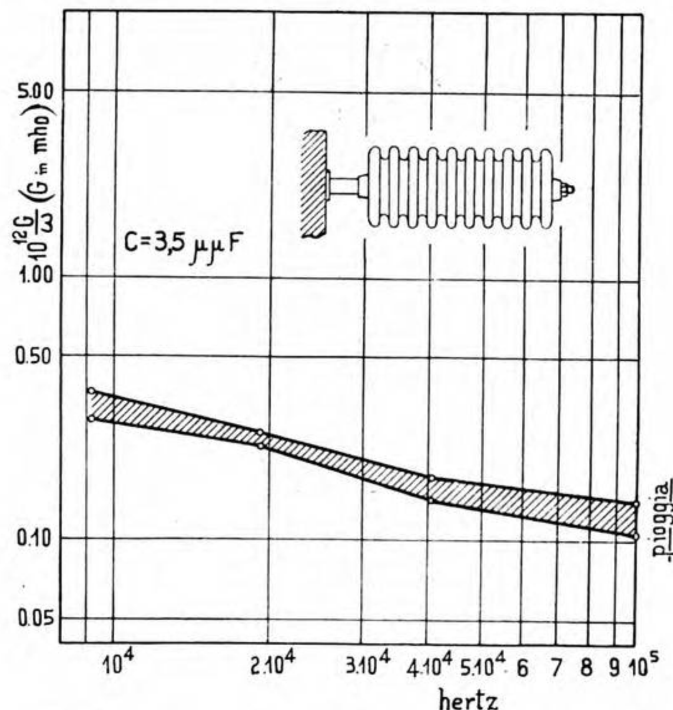


Fig. 16. — Prove su isolatore cilindrico a gole, sotto pioggia.

vano in parallelo correnti di conduzione superficiale (attraverso il velo umido ad alta resistenza) e correnti di spostamento (attraverso il materiale dielettrico della campana). Ciò può essere rappresentato in forma molto schematica dalla fig. 14. E' noto che un simile schema può dar luogo a perdite assai rilevanti, anche con valori elevati delle resistenze *R*, quando non sia costante il rapporto fra queste resistenze e le reattanze delle corrispondenti capacità *C*.

Non sembra agevole studiare un profilo di campana che sia esente da questi inconvenienti: tale cioè che sia attraversato normalmente dalle linee di flusso del campo elettrico.

E' viceversa possibile ridurre notevolmente tali perdite, sistemando sotto l'orlo della campana un anello di guardia appeso al collare mediante bracci di sostegno. In fig. 15 sono riportati i risultati di alcune misure eseguite sotto pioggia su isolatori con e senza cappa metallica, muniti di anello di guardia. Dal confronto di questi diagrammi con quelli delle figg. 11 e 12, relativi agli stessi isolatori, risalta il notevole vantaggio portato dall'adozione dell'anello di guardia.

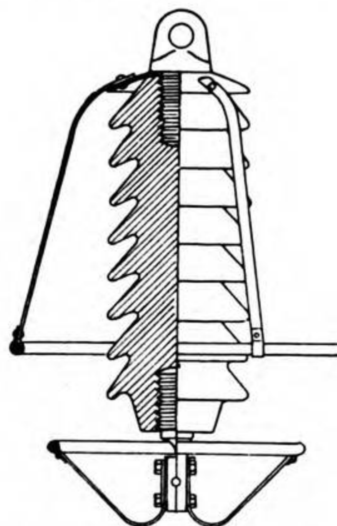


Fig. 17. — Isolatore sospeso a minima perdita, per linee ad alta frequenza.

Non sembra abbia grande importanza il numero di bracci di sostegno, poichè portandoli da due a sei si ha un guadagno, nella conduttanza, inferiore al 10 %. Assai meno efficace si dimostra invece l'uso di due semplici corni.

9. — Alcuni esperimenti sono stati pure eseguiti sopra un isolatore cilindrico a gole, in porcellana, destinato a sopportare linee interne. I risultati di queste misure, illustrati in fig. 16, dimostrano che si può raggiungere con tale tipo di isolatore, nei riguardi sia della capacità sia della conduttanza sotto pioggia, risultati notevolmente migliori di quelli ottenibili con gli isolatori a campana.

E' quindi probabile che, qualora per ragioni speciali (quali l'uso di frequenze o tensioni elevate) si volessero avere valori molto bassi della capacità e della conduttanza, si dovrebbe ricorrere ad isolatori a sospensione derivati da quest'ultimo ed eventualmente muniti di anelli di guardia (fig. 17).

3. - Conclusioni.

10. — Dalle numerose misure di conduttanza su isolatori sottoposti a tensione continua ed a tensione alternata di frequenza compresa tra 10^4 e 10^5 hertz, è risultata nettamente la insufficienza delle prove di isolamento sotto tensione continua per isolatori destinati a linee di comunicazione ad onde guidate ed anche per isolatori telefonici. Riguardo a questi ultimi tuttavia è opportuno notare che in una linea telefonica le perdite per conduttanza degli isolatori sono generalmente inferiori alle perdite per resistenza ohmica dei conduttori e possono quindi essere superflue prove comparative sotto tensione alternata, dato che, sotto pioggia, isolatori di tipo usuale, anche se costruiti di materiali varii e con diversi profili, si comportano pressochè identicamente.

Per linee di comunicazione a frequenza portante può essere interessante ridurre la conduttanza degli isolatori; notevoli miglioramenti si possono ottenere metallizzando la testa dell'isolatore (mediante deposito galvanico, o altro rivestimento conduttore) ed anche applicando un anello di guardia in posizione opportuna rispetto al bordo della campana e connettendolo alla linea. Con tali artifici si riesce a ridurre la conduttanza sotto pioggia dell'80 % rispetto ai tipi normali.

Quando poi si volessero avere valori della capacità e della conduttanza molto bassi, bisognerebbe ricorrere a isolatori sospesi di tipo cilindrico muniti di alette per interrompere il velo d'acqua superficiale e provvisti di opportuni anelli di guardia ([4]).

Livorno, giugno 1932-X.

R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

([4]) Lo scrivente ringrazia la Ditta F.I.L di Livorno, la quale si è cortesemente prestata a costruire i modelli sperimentali di isolatori, ed il Sig. M. Isidor, del R.I.E.C., per la sua collaborazione nella parte sperimentale.

IL SERVIZIO TELEFONICO AUTOMATICO SULLE LUNGHE LINEE INTERURBANE

LUCA ANTONIO ZANNI

Ricordato il rapido diffondersi della telefonia automatica nei servizi urbani, si mettono in rilievo i vantaggi, che potranno essere arrecati dall'estendersi dei comandi elettrici automatici anche ai servizi interurbani.

Si espongono i principi fondamentali delle applicazioni fatte in tal campo dalla Società Telefonica Tirrena, e si descrivono le successive fasi, per cui si è passati, adottando da prima la corrente continua, poi la corrente alternata di frequenza 50 ed infine una o più correnti alternate di frequenza fonica (tra 400 e 1000 p/s). Sono descritti nelle loro linee più salienti i dispositivi principali studiati ed adottati dalla Società per estendere l'automatismo anche al servizio interurbano, e sono illustrate l'importanza della nuova applicazione e l'opportunità, che essa sia attentamente considerata così dai costruttori, come dagli esercenti.

1. — Il comando automatico delle comunicazioni telefoniche si è sviluppato per gradi a partire dall'introduzione della alimentazione dei microfoni con una batteria centrale.

Si cominciò con l'automatizzare i segnali di chiamata e di fine della conversazione, facendoli molto semplicemente attivare dalla chiusura e dalla apertura del predetto circuito di alimentazione, provocate dal distaccare e dal riappendere il ricevitore al gancio. Si passò quindi, mediante giuochi di relais e di magneti motori, alla chiamata automatica periodica dell'abbonato richiesto ed al disinnesto automatico della comunicazione e si giunse infine al comando automatico della selezione del numero voluto, servendosi però sempre di impulsi di corrente generati dall'apertura o chiusura di un circuito alimentato dalla batteria centrale e quindi di impulsi a corrente continua.

La tensione usata per la batteria centrale degli impianti telefonici varia, da sistema a sistema, dai 12 ai 60 volt circa, risultando quindi sempre molto limitata. Poichè il comando automatico a corrente continua è basato sul funzionamento di relais, che per essere attivati esigono una intensità di circa 15 o 20 milliampere, si comprende, come col sistema a corrente continua il comando automatico non possa avere luogo, se non quando il circuito, nel quale detti relais sono inseriti, presenti una resistenza inferiore ad un determinato valore, che può salire al massimo a 2000 ohm circa.

Detto circuito deve inoltre dare libero transito alla corrente continua e perciò deve possedere una continuità metallica, che esclude l'inserzione di traslatori per comunicazioni virtuali, di condensatori, di amplificatori e di altri apparecchi. Se le predette limitazioni non

hanno grande importanza, quando si tratta di linee urbane di abbonato, acquistano invece una importanza notevolissima nel caso di linee di giunzione e di linee interurbane, per le quali l'uso dei circuiti virtuali e degli amplificatori si impone assai spesso per ragioni tecniche ed economiche.

A prescindere poi dalle considerazioni esposte, che sono quelle di carattere tecnico generale, sta il fatto che il comando a corrente continua, alimentato dalla batteria centrale, è praticamente soggetto a facili disturbi di isolamento ed induttivi, per il fatto che, avendo la batteria centrale un polo a terra (il polo +), se il circuito presenta nel centro lontano, o lungo la linea, qualche altro collegamento a terra, si possono generare squilibri di potenziale dannosi alla comunicazione. Non è infatti raro riscontrare in città, servite da tramvie elettriche, differenze di potenziale di un volt e talora anche più per chilometro di distanza fra due punti del suolo. Tali differenze di tensione danno luogo a correnti fra terra e terra, che possono disturbare in maniera gravissima il funzionamento degli apparati collegati sulla linea.

Quando poi si tratta di cavi pupinizzati, anche a prescindere dalla questione dell'uso dei circuiti virtuali e degli amplificatori, l'uso del comando automatico a corrente continua è da sconsigliare, perchè, con la intensità di 20 o 25 milliampere, che dovrebbe essere fatta circolare con continuità sulle linee, si possono produrre tali alterazioni magnetiche nelle bobine da compromettere le condizioni della pupinizzazione stessa.

In conclusione quindi il comando automatico a corrente continua dovrebbe essere limitato alle linee di abbonato ed a quelle di giunzione urbana delle reti policentriche, sempre quando per queste ultime non si tratti di circuiti di grande lunghezza, per i quali sia necessario ricorrere a cavi pupinizzati od amplificati (ci si consenta per brevità di usare d'ora innanzi questa barbara dicitura per indicare i cavi, in cui sono inserite stazioni di amplificazione) o si debbano utilizzare anche circuiti virtuali.

Per questi ultimi casi e per le linee interurbane il comando automatico deve essere ottenuto a mezzo della corrente alternata, la quale non trova ostacolo nei condensatori e nei traslatori occorrenti per i circuiti virtuali e può con semplici artifici essere usata anche sui circuiti amplificati e sui cavi pupinizzati.

Rileviamo subito, che i sistemi di comando automatico a corrente alternata differiscono fra loro notevolmente a seconda che si tratti di correnti a frequenza industriale (50 per/sec) od a frequenza fonica (450, 600, 750, 900 per/sec), in quanto che, mentre con la bassa frequenza gli impulsi di corrente hanno tali caratteristiche, che non possono essere fatti passare attraverso gli amplificatori, ma debbono venire deviati in un circuito esterno a questi, con le correnti foniche gli impulsi pel comando automatico hanno le stesse caratteristiche delle correnti telefoniche; così che non solo possono passare attraverso gli amplificatori, ma debbono anzi essere da questi regolarmente amplificati per poter giungere alla stazione terminale con l'intensità necessaria per il sicuro funzionamento del comando voluto.

La differenza fra i due casi, come si vede, è essenziale, ma può

essere messa in evidenza ancora maggiore con la considerazione seguente. La corrente a frequenza 50 è della stessa natura di quella che fa agire la ordinaria suoneria dell'apparato telefonico. Si tratta cioè di 15 milliampere a 60 volt circa. Ne segue, che con questo sistema, il comando si può solo attivare su circuiti la cui resistenza non superi i 4000 ohm circa. Con la corrente fonica invece si tratta di comandi eseguiti con pochi milliwatt di potenza all'origine, ma rinnovati lungo il cammino dagli amplificatori inseriti nel circuito, cosicchè il limite pratico alla distanza che si può superare è quello stesso, fino a cui è consentito di effettuare la comunicazione telefonica.

Il comando automatico a corrente fonica può perciò essere eseguito anche attraverso una comunicazione radiotelefonica. Tale applicazione è infatti stata posta allo studio pel distretto telefonico di Piombino allo scopo di utilizzarla nelle comunicazioni fra il Continente e l'Isola d'Elba, che la Società Telefonica Tirrena si propone di attivare.

2. — Premessi i pochi cenni generali precedenti, volendo ora esporre alcuni particolari tecnici della questione in esame, si deve ricordare anzitutto come gli elementi fondamentali di tutte le macchine automatiche, usate nella telefonia, consistano nei relais, che comandano e regolano l'azione degli organi motori, siano questi ultimi rotativi o passo a passo, a seconda del tipo di autocommutatore considerato.

I relais sono di tipi svariatissimi [1], cioè atti a funzionare sia con la corrente continua, sia con la corrente alternata industriale, sia con correnti foniche; e possono essere ad azione rapida od a funzionamento lento, selettivi, cioè tali da rispondere solo ad una determinata frequenza, o non selettivi, tali cioè da poter essere comandati con un'ampia banda di frequenze, e così via.

Per dare una idea dei dispositivi pratici, che sono stati usati per il comando automatico sulle linee telefoniche interurbane, riassumeremo brevemente la descrizione di quelli usati dalla Società Telefonica Tirrena nelle proprie reti, i quali permettono di formarsi un concetto del cammino fatto in questo campo della telefonia. La Società stessa è stata infatti la prima ideatrice di molti di tali dispositivi ed è quella che ha già in esercizio il più vasto impianto di automatizzazione integrale del servizio telefonico urbano ed interurbano che esista nel mondo.

Fino dal 1926 la Società Tirrena eseguì i primi impianti di comando automatico a corrente continua sulle linee suburbane colleganti Roma ad Ostia, lunghe 30 chilometri circa; ed il buon risultato ottenuto la indusse ad estendere il comando stesso alle linee interurbane della Toscana e precisamente a quelle che collegano Firenze, a Prato, a Pistoia, a Lucca, a Pisa, a Livorno, ad Arezzo, e ad altri centri. In questi primi esperimenti venne usata tanto la corrente fornita dalle batterie delle centrali telefoniche, quanto quella di una batteria spe-

---

(1) G. CALABRIA: A. F., 1932, I, p. 248.

ciale a più elevata tensione, atta a permettere il comando automatico a maggiore distanza.

La necessità di utilizzare i circuiti virtuali dimostrò subito la insufficienza della corrente continua, con la quale tuttavia si era giunti ad ottenere, in via sperimentale, il comando automatico anche sulle linee Firenze-Genova e Firenze-Roma. Nel 1927 si fece pertanto il primo impianto di comando automatico a corrente alternata fra Firenze e Livorno, il quale costituì il primo passo decisivo per il comando a grande distanza attivato dalla Società Tirrena.

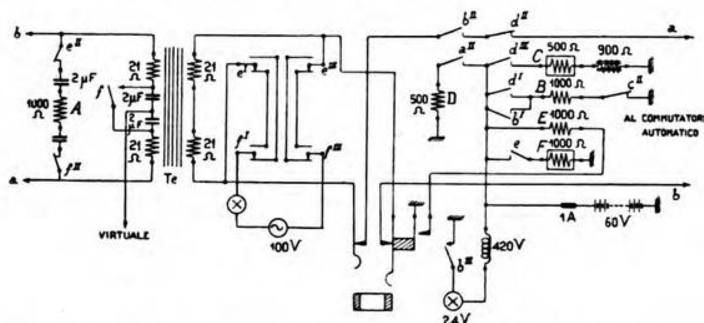


Fig. 1. — Equipaggiamento di traslazione degli impulsi a frequenza 50 su di un circuito interurbano reale.

Per dare un cenno del circuito di principio sul quale venne basato quell'impianto ci riferiamo alla unita figura 1, la quale rappresenta l'equipaggiamento di traslazione degli impulsi su di un circuito interurbano reale *a b*, munito di traslatore per la formazione di una comunicazione virtuale.

Il funzionamento del complesso è il seguente:

a) *Impulsi in arrivo.*

Quando lungo il circuito reale *a b* di sinistra giunge un impulso di corrente alternata, viene azionato il relais *A* attraverso il circuito che comprende il suo avvolgimento, i due condensatori in serie ed i contatti e^{II} e f^{II} a riposo.

Il passaggio della corrente in *A* provoca la chiusura temporanea del contatto a^{II} e quindi il passaggio di una corrente continua nel circuito: batteria, a^{II}, *D*. Quest'ultimo relais chiude il contatto d^{I}, che, attraverso il contatto c^{II} a riposo, manda corrente continua al relais *B*, il quale resta in azione anche quando è cessato l'impulso, perchè chiude il proprio contatto b^{I}. Intanto la chiusura di d^{III} non aziona il relais *C*, perchè questo è ad azione ritardata.

La chiusura stabile di *B* attraverso il proprio contatto b^{I}, mantiene chiusi altresì i contatti b^{II} e b^{III}. Il primo blocca la linea di destra attraverso il circuito: *a*, d^{II} tornato in riposo (dopo la fine dell'impulso), b^{II} in lavoro, contatto del jack, secondario del traslatore T_e, contatto del jack, *b*. Il contatto b^{III} provoca l'accensione della lampadina di « occupato ».

Nel formare il numero col disco, si inviano sulla linea interurbana gli impulsi di corrente alternata corrispondenti alla cifra ed il relais *A*,

come abbiamo visto succedere per il primo impulso, agisce altrettante volte, quanti sono gli impulsi lanciati; così il relais *D* apre un egual numero di volte il contatto d^{II}. Si interrompe perciò il circuito di blocco (a corrente continua), sempre quando *D* funziona ed avviene così il comando della selezione come nel caso di un abbonato comune.

A fine conversazione, viene lanciato un impulso di corrente alternata più duraturo, come vedremo, ed allora il relais *A* ed il relais *D* agiscono per un tempo abbastanza lungo da permettere l'attrazione di *C*, sebbene questo relais sia ad azione ritardata. Agendo il relais *C*, si interrompe il circuito del relais *B* per il contatto c^{II}; quindi il relais *B* cade, la linea viene liberata aprendosi il contatto b^{II}, e tutto torna a riposo.

b) *Impulsi in partenza.*

L'operatrice, manovrando una chiave, o, come si ha in figura, introducendo la spina nel jack della linea provoca l'attrazione dei relais *E* per effetto della chiusura del relativo circuito attraverso la molla del jack. La chiusura di *e* provoca l'attrazione ritardata di *F*. Intanto, nell'intervallo di ritardo, ha luogo l'invio di una breve corrente alternata sulla linea interurbana per il circuito: generatore di corrente alternata a 100 V, lampada di resistenza, f^{I} a riposo, e^{I} attratto, traslatore T_e, e^{III} attratto, f^{III} a riposo.

Quando il relais *F* agisce, come sopra è detto, si interrompe la corrente alternata per i contatti f^{I} e f^{III}. In tal modo sulla linea interurbana viene lanciato un solo impulso di corrente, che provoca l'attrazione del relais *A* lontano e determina il blocco della linea come già si è veduto. Il contatto *f* mette in corto circuito i due condensatori inseriti nel traslatore per ottenere una migliore trasmissione. I contatti e^{II} ed f^{II} hanno escluso dal circuito il relais *A* vicino, il quale serve solo per le comunicazioni in arrivo, come si è detto. A questo proposito occorre anche notare, che il contatto e^{II} deve agire prima di e^{I} e di e^{III}.

Udito il segnale di centrale si combina col disco il numero che si desidera e si lanciano gli impulsi di corrente alternata attraverso il traslatore T_e, che agiscono come si è veduto. A fine conversazione si toglie la spina; allora il relais *E* cade, essendosi aperto il contatto del jack. Il contatto *e* toglie la batteria al relais *F*, che cade, e per i contatti f^{I} e f^{III} interrompe il circuito di corrente alternata, ma essendo *F* ritardato, per mezzo dei contatti e^{I} ed e^{III} a riposo ed f^{I} ed f^{III} ancora attratti, si invia una corrente alternata sulla linea, abbastanza lunga per produrre lo sblocco della linea stessa.

L'invio di quest'ultimo impulso di corrente sulla linea, più lungo del primo, ristabilisce quindi lo stato di riposo di tutto l'apparato.

Il comando a 50 periodi non può essere eseguito attraversando amplificatori; si può tuttavia applicarlo anche alle linee amplificate, evitando di attraversare gli amplificatori con l'aiuto di un dispositivo assai semplice, costruito nel laboratorio della Società Telefonica Tirrena e rappresentato nella fig. 2. Ai due lati dell'amplificatore sono derivati sulla linea due relais a corrente alternata i quali ricevono gli impulsi di comando e li trasferiscono sull'altro lato, saltando l'amplificatore stesso, come è facile vedere esaminando lo schema (in cui il dispositivo per la trasmissione degl'impulsi è rappresentato nella parte centrale, compresa fra le due linee tratteggiate).

3. — Il circuito della fig. 1 mette in evidenza la condizione fondamentale del comando a corrente alternata. Essa consiste in ciò, che sulla linea di comunicazione è inserito un relais, il quale è pronto a ricevere i comandi di blocco, di selezione di segnale di fine e di

disinnesto della comunicazione (a cui per il servizio interurbano bisogna aggiungere anche i comandi di offerta, di disinnesto, di richiamata e di conteggio delle comunicazioni), comandi tutti, che vengono inviati con impulsi lunghi o corti, diretti od inversi di corrente alternata, trasmessi sulla linea medesima, che serve anche per la comunicazione telefonica.

Ora è chiaro che un relais a frequenza 50, il quale funziona con circa 15 milliampere a bassa frequenza, non potrà mai essere disturbato dalle correnti di conversazione. Così non è invece per un relais a frequenza 500 o 750 funzionante a correnti foniche, il quale può essere perfettamente azionato dalle correnti di conversazione, così che queste ed i comandi automatici possono disturbarsi a vicenda.

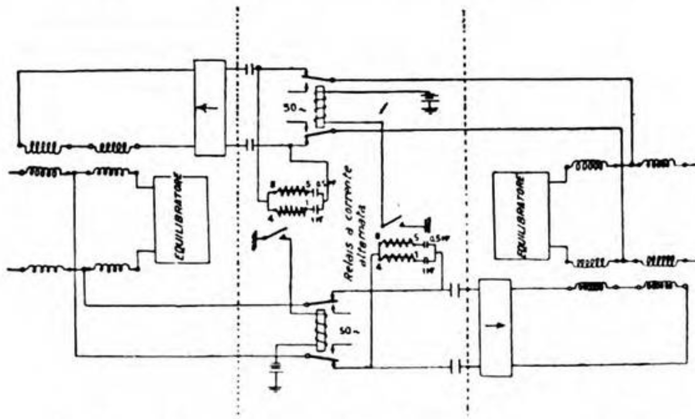


Fig. 2. — Schema del pannello di traslazione degli impulsi a frequenza 50 in una stazione di amplificazione.

Tale difficoltà del comando automatico a frequenza fonica è stata superata con vari artifici e per la prima volta lo fu nell'impianto di comando automatico a 4 frequenze eseguito nel 1928 dalla Standard, su ordinazione della Società Telefonica Tirrena, per le linee in cavo pupinizzato ed amplificato che collegano Siena a Roma.

Il *sistema di comando automatico a quattro frequenze foniche* presenta ad un tempo sicurezza di funzionamento e grande elasticità nei comandi, i quali sono ottenuti a mezzo della combinazione di quattro relais principali, che rispondono sintonicamente a quattro frequenze foniche, con altri relais comandati, rappresentati nella fig. 3.

Con quattro frequenze si possono ottenere 15 combinazioni o comandi distinti, in quanto che i quattro relais fonici *W, X, Y, Z* rispondono ognuno ad una diversa frequenza, per esempio a 450, 500, 750 e 900 per/sec, ed agiscono insieme su altri relais a 4 avvolgimenti, disposti come è rappresentato nella figura suddetta, dalla quale si può vedere come, ad esempio, il relais *A* sia comandato dalla combinazione

W X, il relais *B* dalla combinazione *W Y* ed il relais *C* dalla combinazione *X Z*.

Il cardine dal sistema Standard è costituito dal relais a frequenza fonica rappresentato nella fig. 4, il quale è un relais polarizzato deri-

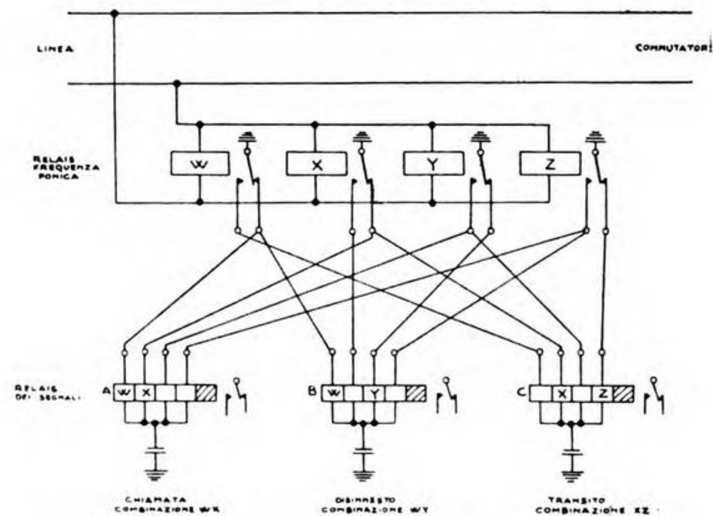


Fig. 3. — Schema di principio del comando automatico Standard a quattro frequenze foniche.

vato sulla linea telefonica. Esso, a mezzo di un sistema elettromagnetico mobile, azionato dalle correnti foniche, trasmesse dalla linea

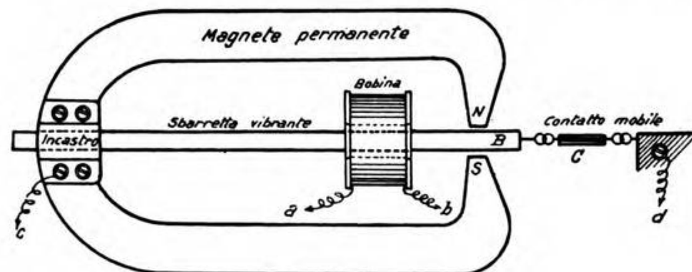


Fig. 4. — Relais selettivo a frequenza fonica.

stessa, agisce sulla estremità di una sbarretta di acciaio, solidamente incastrata all'altro estremo e quindi posta in condizioni da vibrare, se eccitata in sintonia col proprio periodo di oscillazione. Ne viene che la sbarretta risponde solo quando le correnti che eccitano il relais

hanno frequenza ben determinata ed in tal caso agisce su di un contatto inserito nel circuito elettrico del relais comandato.

Ora è facile costruire con tale principio gruppi di relais fonici, nei quali ognuno dei componenti risponda ad una determinata frequenza e le varie combinazioni realizzino determinati circuiti di comando; è appunto questo il principio del sistema a 4 frequenze, applicato dalla Società Telefonica Tirrena sui circuiti in cavo amplificato fra Siena e Roma.

Con l'uso di comandi a più frequenze foniche viene eliminato il pericolo di mutuo disturbo fra il comando automatico e la comunicazione telefonica, perchè con la voce non è possibile dare origine a correnti tali che agiscano come i comandi automatici di commutazione, costituiti da combinazioni di frequenze.

Il sistema a frequenze foniche è stato adottato dalla Società Tirrena nell'equipaggiamento del proprio cavo interurbano Genova-Spezia-Lucca-Livorno-Firenze, perchè la flessibilità, che il sistema presenta, permette di collegare il cavo medesimo, tanto con gli altri cavi interurbani della rete italiana, che sono equipaggiati con chiamata a a 500/20 per/sec, quanto con le altre reti aeree interurbane ed urbane, che sono equipaggiate con comandi a corrente continua o alternata a 50 per/sec. L'accoppiamento dei vari sistemi ha luogo in maniera semplicissima col mezzo della traslazione degli impulsi, la quale avviene nel modo seguente.

L'operatrice interurbana comanda tutte le comunicazioni con impulsi a corrente continua. Questi impulsi sono trasmessi, od al commutatore automatico locale, che viene così comandato in maniera normale, od al gruppo di relais di una linea interurbana, o di giunzione, il quale riceve gli impulsi originali e li ritrasmette sulla linea con corrente fonica, o con corrente alternata a 50 per/sec a seconda dei casi. All'arrivo il relais fonico, o quello a corrente alternata, ricevono gli impulsi trasmessi dalla linea e li trasferiscono con la corrente voluta, o alla linea, o all'autocommutatore successivi; questo trasferimento può avere luogo ripetutamente più volte a seconda dei casi e delle linee successive che, per transito, debbono essere collegate per costituire la comunicazione voluta.

4. — Il comando automatico sulle lunghe linee interurbane ha acquistato sempre più grande importanza, così che anche l'Amministrazione dello Stato ha attivato in via di esperimento tale comando su tre linee in cavo Roma-Milano, usando il sistema Siemens a frequenza unica (500 per/sec). Il circuito di principio di detto sistema è rappresentato dalla fig. 5.

I punti *a* e *b* appartengono alla linea interurbana. Il trasformatore d'entrata T_1, relativo all'amplificatore V_1, assorbe una piccola parte della potenza inviata in linea, perchè presenta una impedenza d'entrata assai elevata rispetto alla resistenza apparente del cavo. Le variazioni di tensione, relative a correnti di qualsiasi frequenza trasmesse da T_1 alla griglia di V_1, agiscono attraverso l'amplificatore V_1 ed il trasformatore d'uscita T_2 sui due circuiti accordati I e II, posti fra loro in serie. Mentre il circuito I (antirisonante) presenta forte impedenza alla

particolare frequenza degli impulsi, il circuito II (risonante) presenta a questa frequenza impedenza minima. In altre parole, all'arrivo di un'impulso avente la frequenza prestabilita si determina una tensione molto più elevata fra 1 e 2, che non fra 2 e 3.

Le valvole termoioniche V_2 e V_3 ricevono ambedue dalla batteria E_g una elevata tensione negativa di griglia; allo stato di riposo non sono perciò attraversate da corrente, così che anche il relais A inserito nel circuito anodico non riceve corrente. Se arriva il segnale fonico di frequenza prestabilita, la elevata tensione alternativa, che si stabilisce fra 1 e 2, agisce sulla griglia di V_2 e dà luogo nel suo circuito anodico ad una corrente pulsativa, la cui componente continua aziona il relais A e, mediante la chiusura di a, determina la trasmis-

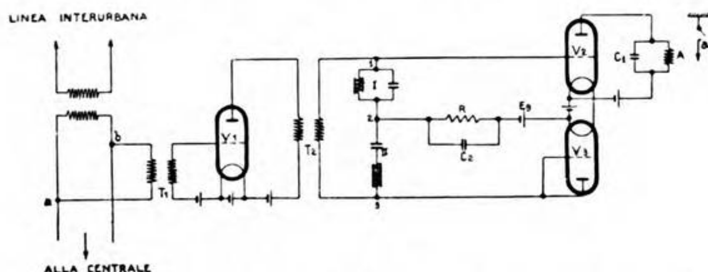


Fig. 5. — Schema di principio del comando automatico Siemens a frequenza 500.

sione dell'impulso alla centrale da comandare (mentre la componente alternativa è derivata da C_1). Grazie alla resistenza R questa azione si determina egualmente bene anche se l'ampiezza della tensione utile fra 1 e 2 ha valori molto diversi.

Per le tensioni alternate, che non abbiano la frequenza prestabilita, si determina tensione anche fra 2 e 3 e passa quindi corrente nel diodo raddrizzatore V_3. Questa corrente provoca, attraverso la resistenza R, una caduta di tensione, la quale abbassa ulteriormente il potenziale di griglia di V_2 ed evita perciò, che il relais A sia questa volta azionato.

5. — E' fuori dubbio che a più o meno breve scadenza l'uso del comando automatico si imporrà in maniera generale per le linee interregionali, se non per le linee internazionali, perchè ai numerosi vantaggi di ordine tecnico di precisione e di celerità del servizio, unisce anche quello economico di un aumento del rendimento delle linee. Quest'ultimo aumento può ascendere anche al 25 %.

Oltre al maggior rendimento delle linee, il comando automatico delle comunicazioni interurbane permette anche una notevolissima economia di personale. Ciò risulta evidente per la semplice considerazione che, mentre col servizio interurbano manuale per ogni comunica-

zione interurbana e per ogni linea interessata occorre l'intervento delle due operatrici capolinea, col comando automatico invece ogni comunicazione richiede solo l'intervento dell'operatrice di partenza, poichè questa, non solo è in grado di dare per via automatica le comunicazioni coi centri cui è collegata da linee dirette, ma, servendosi del transito automatico sui fasci di linee colleganti i vari centri fra di loro, può raggiungere, attraverso i centri intermedi, anche quelli per i quali non abbia a disposizione un collegamento diretto. L'economia del personale di commutazione supera quindi il 50 %.

Dato quindi il carattere generale e l'enorme importanza, che presenta la questione del comando automatico interurbano, è da augurarsi che le modalità ad esso relative vengano fissate da norme generali, cui tutte le reti abbiano ad uniformarsi. Riteniamo perciò, che il C.C.I. abbia ad occuparsi della questione.

SUI RELAIS ELETTROMAGNETICI USATI IN TELEFONIA

GEROLAMO CALABRIA

Si considerano i relais elettromagnetici in uso nei sistemi di comunicazioni elettriche, con particolare riguardo a quelli adoperati nella telefonia automatica, e se ne richiamano le principali caratteristiche strutturali e di funzionamento in relazione alle varie esigenze inerenti al loro compito. Viene quindi accennato ad alcuni problemi di carattere generale, che ad essi si connettono.

1. - Generalità.

I relais, intesi come organi che permettono di provocare mediante variazioni elettriche in un circuito primario, variazioni nelle condizioni di un circuito di diversa potenza, trovano applicazione nei sistemi di comunicazioni elettriche in due categorie di funzioni : l'amplificazione della corrente cui è affidata la comunicazione vera e propria e il comando e controllo delle operazioni ausiliarie.

I relais elettromagnetici usati nella prima funzione, mentre conservano la loro importanza in telegrafia, l'hanno persa completamente (al pari dei relais elettrodinamici e derivati) nella telefonia. E ciò in conseguenza dell'avvento delle valvole elettroniche, le quali, grazie alle loro ben note proprietà, risolvono il problema della fedele e presso che illimitata amplificazione delle correnti telefoniche, molto meglio di quanto gli altri sistemi, nonostante i perfezionamenti apportati (relais di Brown, ecc.), non riuscissero a fare.

L'importanza dei relais usati nella seconda categoria di funzioni è invece enormemente cresciuta con la telefonia automatica, in cui, oltre la chiamata e i segnali, è loro affidato il controllo di tutte le complicate operazioni di collegamento degli abbonati.

Un'idea di questa importanza si ha subito, se si considera, che nell'allacciamento automatico di due abbonati intervengono in media più di 100 relais e, in caso di collegamenti interessanti più centrali, fino a 300; che una grande centrale automatica può contenere più di 100.000 relais; che il numero di contatti azionati giornalmente nel mondo è dell'ordine dei miliardi.

Se a questa importanza numerica si aggiunge, che dai relais dipendono in gran parte la rapidità e la sicurezza dei collegamenti automatici di un servizio delicato qual'è quello telefonico, si vede come uno studio, inteso a meglio conoscere definire e controllare le caratteristiche e il funzionamento dei relais, possa riuscire utile.

2. - Cenni descrittivi.

Il relais elettromagnetico consta, in generale, di un nucleo di materiale ferromagnetico, su cui sono posti uno o più avvolgimenti : il nucleo è parte di un circuito magnetico, che si chiude attraverso ad un traferro variabile e ad un'armatura mobile.

L'armatura, che obbedisce alla risultante dell'azione del campo magnetico e di quella della gravità o, più spesso, di molle antagoniste, può controllare un contatto imperfetto, ovvero, nel caso più frequente, comandare contatti che aprono o chiudono alle due estremità della corsa uno o più circuiti secondari.

a) *Il circuito magnetico.*

Una prima distinzione dei relais si può fare fra quelli costituiti interamente da materiali a debole magnetismo residuo e quelli, il cui circuito comprende parti magnetizzate permanentemente.

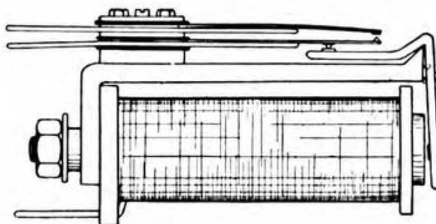


Fig. 1. — Relais con articolazione a coltello.

I primi, senza confronto i più importanti nel campo telefonico, hanno il nucleo costituito da ferro dolce di Norvegia o, quando sono richieste particolari doti di sensibilità e di pronta smagnetizzazione, da ferro-silicio e anche da permalloy. Semplicissimi come principio, possono variare nella configurazione meccanica, specialmente per quel

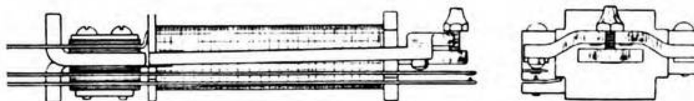


Fig. 2. — Relais di tipo piatto.

che riguarda la forma e la sospensione dell'armatura; la loro evoluzione ha però seguito la tendenza alla riduzione a pochi tipi fondamentali. Le figg. 1 e 2 rappresentano due delle disposizioni più comuni; la seconda, del cosiddetto tipo piatto, rappresenta la realizzazione più moderna, in cui la possibilità di ricavare tutti i pezzi per stampaggio e la forma appiattita permettono un'economia nel costo e nello spazio occupato.

In entrambi i tipi possono essere variati il numero e le caratteristiche degli avvolgimenti e il numero e la disposizione delle molle

piatte portacontatti in modo da ottenere le migliaia di varietà occorrenti nella tecnica telefonica. Per alcuni usi speciali, per esempio nei relais d'impulso, si sono studiate disposizioni che permettono maggior sensibilità, minor inerzia dell'armatura e regolazione più accurata.

I relais con parti magnetizzate permanentemente (relais polarizzati), trovano applicazione nella telefonia in dispositivi, in cui è necessario sfruttare l'effetto direzionale della corrente, ma vengono usati più specialmente in telegrafia, come ripetitori, data la grande sensibilità e la possibilità di ottenere forze attrattive proporzionali alla corrente che li attraversa. Ve ne sono di due categorie.

Alcuni, simili come schema ai relais ordinari, ma con il nucleo magnetizzato permanentemente, sfruttano il fatto che, in determinate condizioni, la forza attrattiva, anzichè essere proporzionale al quadrato della corrente, ammette un termine preponderante proporzionale ad essa, tanto maggiore quanto più grande è la magnetizzazione permanente del nucleo.

Altri comprendono due circuiti magnetici, uno magnetizzato dalla corrente di comando, l'altro permanentemente, i quali possono assumere diverse disposizioni. Con essi, in condizioni speciali di regolazione, possono raggiungersi sensibilità molto elevate.

b) *L'alimentazione.*

I relais sono azionati dall'invio di una corrente negli avvolgimenti.

Ordinariamente la corrente è continua, fornita da sorgenti a tensioni fisse, 60 volt nei sistemi tedeschi, 24 e 48 volt nei sistemi ame-

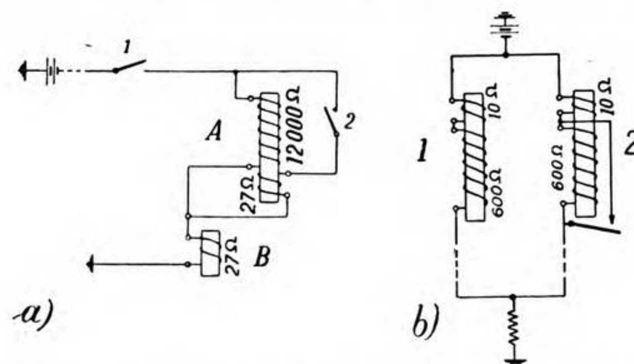


Fig. 3. — Combinazioni di relais a due avvolgimenti per ottenere particolari condizioni di funzionamento.

ricani. Gli avvolgimenti multipli a diversa resistenza e il fatto che la forza attrattiva, dipendendo dalle amperspire, può ottenersi uguale con diverse intensità di corrente, permettono nelle combinazioni di relais di ottenere determinate condizioni di funzionamento.

Per es. nello schema *a*) di fig. 3 la chiusura di *1* aziona il relais *A* attraverso l'avvolgimento a 12.000 ohm, ma la corrente è insuffi-

ciente per far agire *B*, che funziona solo dopo chiuso *2*, pur restando con ciò azionato *A* attraverso l'avvolgimento a 27 ohm.

Nello schema *b*), se il relais *2* ha già funzionato chiudendo in corto circuito l'avvolgimento a 600 ohm, il relais *1* non può più agire. Altre combinazioni simili sono possibili.

L'alimentazione può anche essere fatta a corrente alternata (con frequenze comprese fra circa 16 hertz e quelle d'ordine telefonico); essa è usata in genere per le segnalazioni fra diverse centrali su linee comprendenti trasformatori, condensatori, amplificatori, ecc.

Si hanno anche qui due modi di utilizzazione. Nel primo si cerca di rendere l'azione simile a quella dei relais a corrente continua non polarizzati. La forza attrattiva, essendo proporzionale al quadrato dell'intensità di corrente, risulta sempre positiva, ma pulsante fra zero e un massimo con frequenza doppia. Per evitare le vibrazioni si proporziona opportunamente il relais, il che conduce ad aumentare l'inerzia dell'armatura e a ridurre la forza attrattiva efficace. Quando ciò non è sufficiente, si fanno agire sull'armatura due flussi sfasati di 90°; questi possono ottenersi con due nuclei, i cui avvolgimenti sono percorsi da correnti sfasate (per es. mediante condensatori in serie nei circuiti), oppure biforcando l'espansione polare e circondandone uno dei bracci con un anello di rame.

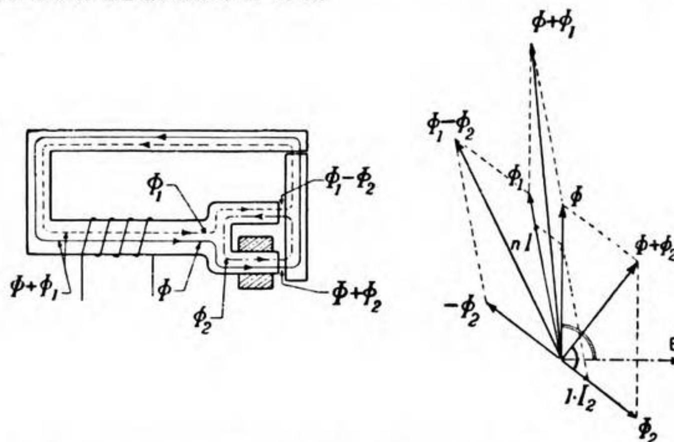


Fig. 4. — Composizione dei flussi in un relais per corrente alternata.

La fig. 4 rappresenta schematizzata la seconda disposizione e mostra, come si possano ottenere nei due traferri flussi notevolmente sfasati e quindi una forza attrattiva sufficientemente uniforme. In qualche caso l'armatura, una volta attratta dal primo impulso, chiude un secondo avvolgimento su una sorgente di corrente continua, che provvede a mantenerla più stabilmente.

L'altro modo di sfruttare la corrente alternata consiste nel fare del relais un sistema vibrante, che o provoca il rilascio di un secondo relais interrompendone periodicamente il circuito, o lo fa agire con

l'invio di una corrente pulsante. Ricorrendo a speciali accorgimenti e facendo i relais risonanti per una data frequenza, si può azionarli con pochissima energia ed usarli per l'invio di segnali nella telefonia a grande distanza. Usando poi diversi relais accordati per date frequenze, si possono combinare dei segnalatori, che non sono influenzati dalla corrente di conversazione o da impulsi casuali.

Relais con alimentazione intermedia possono considerarsi quelli alimentati con correnti pulsanti, come i relais dei soppressori d'eco a sistema americano, che sono alimentati dalla corrente telefonica, raddrizzata e amplificata da valvole elettroniche.

3. - Funzionamento e caratteristiche principali.

Prescindendo dai relais amplificatori e speciali, possiamo considerare il relais come un apparecchio di trasformazione di energia elettrica in energia meccanica. L'entità e le modalità del lavoro da compiere sono determinate dalle esigenze del circuito secondario.

Queste esigenze, insieme con quelle che può presentare il circuito su cui il relais è inserito e con quelle relative al tempo di funzionamento e al consumo di energia, vengono a definire i requisiti del relais.

a) *Il circuito secondario.*

Il circuito controllato dai contatti di un relais può essere: quello di un altro relais, quello di magneti azionanti meccanicamente gli organi selettori, quello di lampade od apparecchi segnalatori.

Rispetto a questi circuiti il relais si comporta come un interruttore in aria; si presentano quindi tutti i problemi ad esso inerenti, con una importanza dipendente dalla potenza in giuoco, dalla natura del circuito (quasi sempre a corrente continua e fortemente induttivo) e dalla frequenza, talora molto alta, con cui il contatto è chiamato ad agire. Entrano quindi in considerazione, da una parte requisiti costruttivi, riguardanti il materiale (resistenza alla temperatura, all'usura, alla pressione, all'ossidazione, piccola resistenza elettrica) e la forma del contatto; dall'altra requisiti (relativi alla pressione occorrente per una chiusura sicura, alla velocità e minima distanza finale di apertura, all'eliminazione di vibrazioni), che vengono a definire le caratteristiche di funzionamento meccanico del relais.

Va notato che le condizioni di apertura possono essere migliorate, ove occorra, con diverse disposizioni di condensatori e resistenze tendenti a immagazzinare o dissipare altrove l'energia elettromagnetica, che verrebbe a liberarsi improvvisamente nella scintilla fra i contatti.

b) *Il circuito d'inserzione.*

Il circuito, su cui l'avvolgimento del relais è inserito, non sempre serve esclusivamente ad azionarlo; può quindi imporre al relais particolari caratteristiche, sia agli scopi del proprio funzionamento, sia per quanto riguarda la perturbazione che esso porta nel circuito.

Così può occorrere, che un relais sia reso insensibile alla corrente alternata (il che può ottenersi con un avvolgimento in corto

circuito) o a perturbazioni momentanee. Si può richiedere, che l'azione, ovvero il rilascio, avvenga per valori ben determinati di corrente; per es. nel predeterminare il rilascio di relais inseriti su lunghe linee, bisogna tener conto che essi sono sempre chiusi sulla resistenza di dispersione e sulla capacità delle linee stesse.

L'influenza del relais sul circuito diviene importante quando esso è inserito, in serie o in derivazione, sul circuito di conversazione. Bisogna allora che l'attenuazione prodotta sia contenuta entro determinati limiti e a ciò può provvedersi variando l'impedenza del relais o correggendola con impedenze esterne. Può pure rendersi necessario l'uso di relais a più avvolgimenti per speciali schemi di inserzione.

c) *Il tempo di funzionamento.*

Uno dei dati più importanti di un relais è il tempo che intercorre, all'attrazione o al rilascio, fra l'inizio della perturbazione nel circuito primario e il compiersi del voluto cambiamento nel circuito secondario. Questo tempo, variabile fra i pochi millesimi e qualche decimo di secondo, può essere richiesto che sia particolarmente breve, come nel caso di alcuni complessi di relais della telefonia automatica, che devono sbrigare al più presto la serie di operazioni a loro affidata per rendersi liberi per nuove chiamate; oppure relativamente lungo, come accade nel caso dei relais « ritardati », che devono agire solo dopo che altri organi abbiano funzionato.

Il tempo di funzionamento consta del tempo occorrente perchè la corrente raggiunga il valore necessario a far iniziare il movimento (praticamente ad aprire i contatti di riposo) e del tempo occorrente allo spostamento dell'armatura (praticamente fino alla chiusura dei contatti di lavoro). Analogamente avviene per il tempo di rilascio.

La determinazione analitica di questi tempi non è semplice. Infatti il moto dell'armatura obbedisce a una legge complessa, dipendente dalla forza attrattiva, dall'azione delle molle, dalle resistenze passive, dalle eventuali azioni dinamiche esercitantisi all'apertura e chiusura dei contatti, e dall'inerzia del sistema mobile.

La forza attrattiva è funzione a sua volta, oltre che di quantità fisse (forma e dimensioni del circuito magnetico, materiali impiegati, numero di spire), del traferro, dello stato magnetico del materiale, del valore della corrente e della legge di variazione della corrente stessa. Invero, non essendo i nuclei generalmente laminati, nascono in essi correnti parassite che, unite a quelle in eventuali spire in corto circuito, esercitano sull'armatura azione opposta a quella della corrente principale. Questo fa sì che, per esempio, le amperspire « dinamiche » occorrenti per iniziare il moto possano essere triple di quelle « statiche ».

La legge di variazione della corrente è determinata dalle costanti elettriche del relais e del circuito in cui è inserito. E si noti al riguardo, che il coefficiente di autoinduzione del relais varia con il traferro e con la permeabilità del ferro, funzione questa a sua volta della corrente. La fig. 5 (bibl. 9) dà un'idea della variazione di questo coefficiente. Nel caso del rilascio, se esso avviene per semplice apertura del circuito, si aggiunge un nuovo elemento variabile costituito dalla resistenza della scintilla.

L'azione esercitata dalle molle può ritenersi funzione lineare del traferro, notando però che all'inizio e alla fine del movimento è modificata dall'intervento delle molle portanti i contatti cosiddetti fissi.

Oltre alla complicazione della trattazione analitica, che può essere ridotta con opportune ammissioni semplificative, resta la difficoltà di

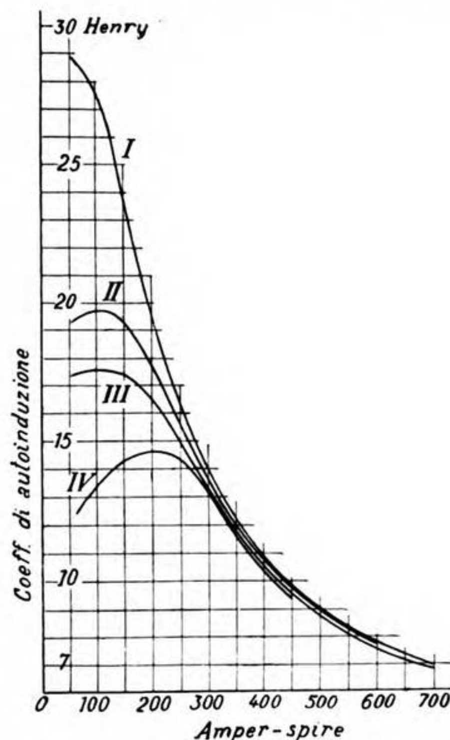


Fig. 5. — Coefficiente di autoinduzione apparente dell'avvolgimento di un relais, in funzione delle amperspire.

curva	I	amperspire	statiche -	traferro	= 0
»	II	»	»	»	= 0,5 mm
»	III	»	»	»	= 1,14 »
»	IV	»	dinamiche	»	= 0,5 »

conoscere i valori delle diverse costanti, che, anche per uno stesso tipo di relais, possono variare da un esemplare all'altro. Perciò le ricerche teoriche sui tempi di funzionamento non hanno condotto finora a risultati immediatamente utilizzabili dalla pratica, pur dimostrandosi assai istruttive, in quanto permettono di conoscere almeno qualitativamente l'influenza dei vari fattori. Esse sono state compiute in gran numero, ma non considerano, in generale, il periodo relativo al moto

dell'armatura, che, se può ritenersi trascurabile per i relais lenti, in quelli rapidi è dello stesso ordine dell'altro.

Per avere il valore di questi tempi riesce più comoda la misura sperimentale diretta. Essa può esser effettuata con rilievi oscillografici

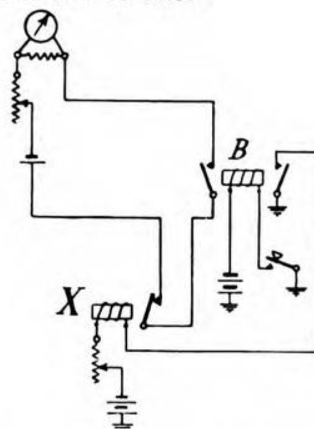


Fig. 6. — Dispositivo per la misura del tempo di funzionamento di un relais.

o con metodi basati sull'uso del galvanometro balistico. Con questi ultimi il tempo viene dedotto dalla quantità di elettricità passata attraverso ad un circuito, per il quale è nota la legge di variazione della

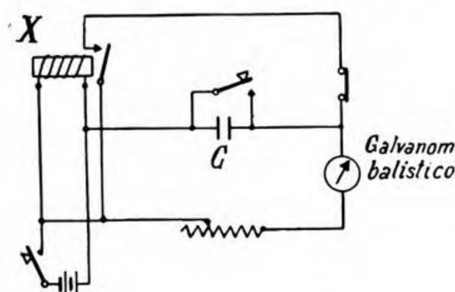


Fig. 7. — Altro dispositivo per la misura del tempo di funzionamento.

corrente. La fig. 6 rappresenta un circuito di misura, in cui si ritiene la quantità di elettricità proporzionale al tempo; *B* è un relais ausiliario che deve chiudere nello stesso istante i suoi due contatti. La fig. 7 mostra un circuito con capacità, in cui la quantità di elettricità

è funzione esponenziale del tempo. I circuiti possono essere leggermente modificati per misurare i diversi tempi; si può pure ricorrere a circuiti a ponte per metodi di riduzione allo zero.

I tempi di un relais possono essere variati sia agendo sul relais stesso, sia sul circuito in cui esso è inserito. Variazioni strutturali intervengono solo per particolari relais molto rapidi, il tempo viene poi variato con il proporzionamento degli avvolgimenti, delle molle e dei traferri di riposo e di lavoro.

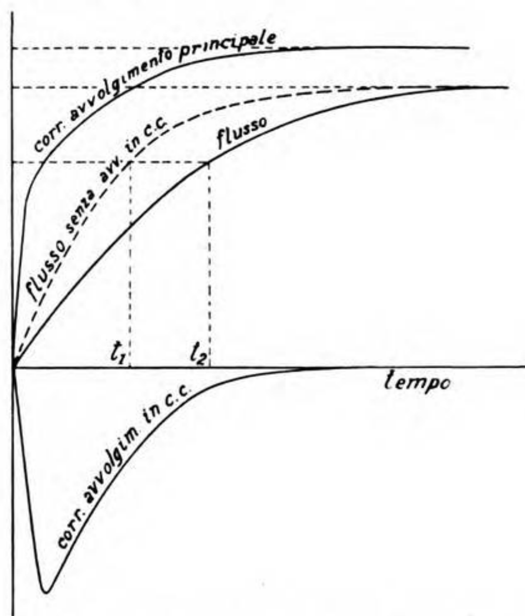


Fig. 8. — Effetto di un avvolgimento in corto circuito sul tempo di funzionamento.

Per ottenere relais ad azione nettamente ritardata si ricorre a un avvolgimento chiuso in corto circuito; le correnti indotte in esso (con azione analoga a quella delle correnti parassite, ma più energica) vengono a ritardare le variazioni di flusso, come si vede in fig. 8, e quindi l'azione del relais. L'avvolgimento indotto permette anche una regolazione per mezzo dell'inserzione di resistenze e può venire aperto o chiuso in modo da ritardare solo il funzionamento o il rilascio; l'effetto più energico a parità di ingombro è però ottenuto con una camicia massiccia di rame posta immediatamente sul nucleo. Se la camicia viene ridotta ad un anello o una testata e la si pone all'estremo del nucleo opposto all'armatura, si può ancora, causa l'azione dei flussi dispersi, ritardare solo il rilascio

La configurazione del circuito esterno e il valore relativo delle costanti dei vari elementi si prestano a influire in modi svariatissimi

sul tempo dei relais (bibl. 9, 13, 14, 21, 25). Così un aumento della resistenza in serie col relais ne accelera l'azione, mentre l'introduzione di uno shunt, quando già vi sia una resistenza in serie, la ritarda. Un'impedenza con costante di tempo L/R superiore a quella del relais lo rende più rapido se in derivazione, più lento se in serie. Una capacità in derivazione ritarda il relais, in serie (shuntata) lo acce-

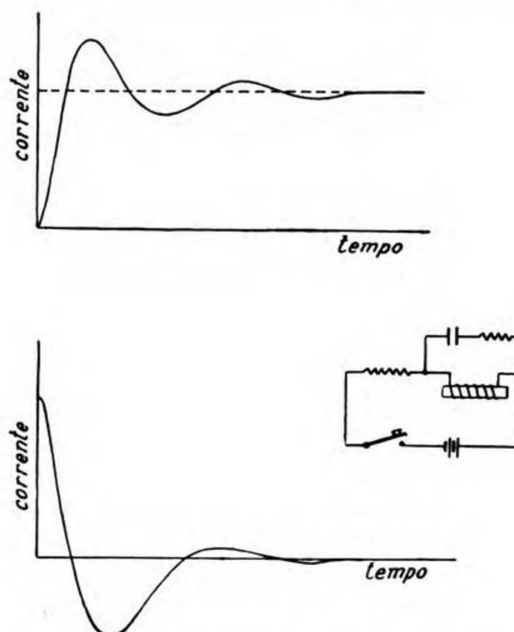


Fig. 9. — Andamento della corrente nell'avvolgimento di un relais con condensatore in parallelo, alla chiusura e all'apertura del circuito.

lera. Va notato che l'introduzione di capacità dà luogo, in date condizioni, a fenomeni oscillatori (fig. 9), che possono influire sul moto dell'armatura (bibl. 23).

L'impiego di questi diversi mezzi, soli o combinati, dipende nei vari casi dalle altre esigenze del relais e da considerazioni economiche.

d) *Lo scambio d'energia.*

Considerando il relais durante il moto dell'armatura, si vede che il variare del suo coefficiente di autoinduzione genera nell'avvolgimento una f. e. m. che provoca l'assorbimento dalla sorgente di una certa quantità di energia; questa si trasforma in parte nel lavoro meccanico, in parte si fissa nel circuito magnetico, in parte si dissipa per isteresi, ecc.

Quest'energia è però nei casi ordinari molto piccola rispetto a quella che la resistenza dell'avvolgimento consuma per tutto il tempo in cui esso rimane inserito. Quindi, più che il rendimento nel senso ordinario, interessa il consumo del relais a regime, in confronto con il lavoro che esso compie. In questo senso si può parlare di efficienza del relais e questa dipende dai materiali usati nei circuiti magnetico ed elettrico e dal loro proporzionamento.

L'importanza del fattore energia consumata varia secondo il tempo totale, in cui il relais resta inserito; in generale però la questione passa in seconda linea di fronte ad altre considerazioni, come il riscaldamento, il costo, la facilità di lavorazione e gli altri requisiti particolari.

Un rapporto, che risulta interessante determinare, è quello fra la potenza massima controllabile dal relais e quella richiesta per azionarlo, in relazione all'opportunità di usare più relais in catena.

4. - Problemi generali.

La rapida rassegna, che precede, permette di farsi un'idea delle svariate condizioni, sotto cui i relais possono esser chiamati a funzionare, e dei molteplici requisiti cui essi devono soddisfare. A questi vanno aggiunte tutte le esigenze di carattere economico e pratico, a cui si è appena accennato, ma che, dato il grande numero di relais occorrenti, sono di primissima importanza.

Per quanto si riferisce alla parte costruttiva, i numerosi studi dei laboratori delle Case produttrici hanno portato a notevoli perfezionamenti, specialmente per ciò che riguarda il modo di riunire in pochi tipi di ossature le qualità atte a soddisfare abbastanza bene alle diverse condizioni di funzionamento.

L'adattamento alle diverse esigenze è fatto per mezzo di modificazioni degli elementi intercambiabili (avvolgimenti e molle) e per mezzo della regolazione. Questa si compie agendo sulla tensione delle molle, sulla distanza dei contatti, e sul traferro; il che si fa, più o meno accuratamente secondo i tipi, per mezzo di viti, spessori, piegatura delle molle piatte. Si agisce pure sul circuito esterno come si è visto.

Per avere elementi sicuri circa il giudizio ed il confronto dei relais ed una guida per dare ad essi la regolazione migliore, sembrerebbero opportuni studi diretti a precisare quali dati e quali prove possono esser considerati sufficienti a fornire un criterio sulla più o meno buona rispondenza del relais al servizio che dovrà compiere.

A questo riguardo bisogna notare, che il relais, sotto un certo aspetto, può essere paragonato a una macchina che funzioni sempre nelle condizioni transitorie di avviamento ed i cui avviamenti si ripetano con una frequenza grandissima. Da ciò il fatto, che il comportamento può differire fra un funzionamento e l'altro, anche vicini, e si modifica poi abbastanza rapidamente con il tempo.

Le cause delle prime variazioni vanno ricercate: nel comportamento dei materiali ferromagnetici che fa dipendere le proprietà del relais dal numero, dal modo e dalla distanza dei funzionamenti precedenti; nella resistenza elettrica degli avvolgimenti, che è diversa se-

condo che il relais è freddo o caldo per precedente servizio; nell'attrito dei perni, nell'inerzia elastica delle molle.

Le variazioni di carattere progressivo dipendono: dalla sregolazione dovuta agli urti dell'armatura e alle vibrazioni, che si hanno specialmente nelle centrali con selettori azionati a scatti; dall'usura dei contatti e dei perni; da eventuali variazioni negli isolanti, dovute ad azioni elettrolitiche, o nelle proprietà magnetiche dei metalli; e così via.

La importanza di queste ultime variazioni è grande, perchè da esse dipende l'onere della manutenzione di migliaia e migliaia di relais. Di qui l'opportunità di fissare, da una parte i limiti entro cui possono variare le caratteristiche dei relais senza portare sensibili perturbazioni, dall'altra i requisiti e le prove necessarie per assicurarsi che il relais possa sopportare un determinato numero di funzionamenti senza uscire da detti limiti.

Un altro elemento da precisare è quello del massimo scarto che può verificarsi nelle condizioni di esercizio, e quindi del margine di sicurezza da dare al relais, per renderlo capace di funzionare sotto queste condizioni.

L'alimentazione dei relais può variare infatti per cause accidentali, come oscillazioni della tensione e variazioni nel circuito dovute alla temperatura, a contatti non buoni, all'azione di altri relais, ecc. Essa può però variare anche per cause inerenti all'impiego del relais, come è il caso del cambiamento di resistenza, dovuto alla diversa lunghezza delle linee dei posti chiamanti, che interessa i relais di linea e d'impulso. Possono mutare altresì alcune condizioni dell'ambiente, che hanno influenza sul funzionamento del relais, come la temperatura e lo stato magnetico. Dalle variazioni di quest'ultimo (che possono consistere, sia nel presentarsi di flussi dispersi provenienti da altri apparecchi, sia nel cambiamento della disposizione di masse ferromagnetiche) ci si può tuttavia rendere indipendenti, facendo della custodia, che protegge abitualmente il relais dalla polvere, un vero schermo magnetico, di cui bisogna allora tener conto nella regolazione.

5. - Conclusioni.

Si è cercato di richiamare le principali caratteristiche dei relais e alcuni problemi che ad essi si connettono, per mostrare l'opportunità di studi e di ricerche diretti ad una migliore conoscenza del loro comportamento e dei fattori che su di esso hanno influenza, e alla messa a punto di metodi di misura delle diverse caratteristiche e di cicli di prove, atti ad accertare le proprietà desiderate.

Studi siffatti, oltre che a facilitare l'uso dei relais, dovrebbero tendere, col promuovere perfezionamenti nella costruzione ed affinamenti nell'esercizio, ad una sempre maggiore sicurezza e rapidità delle comunicazioni elettriche, di cui vanno ogni giorno crescendo la complessità e l'importanza.

Il più vivo ringraziamento a S. E. il prof. Vallauri per i consigli e l'aiuto ricevuti.

Torino - Scuola Elettrotecnica « G. Ferraris »
della R. Scuola d'Ingegneria.

BIBLIOGRAFIA

1 - BANCROFT GHERARDI: Relais téléphoniques - Ann. P. T. T., 1920, IX, p. 68.

2 - M. RUAT: Les relais téléphoniques en France - Ann. P. T. T., 1920, IX, p. 245.

3 - A. CRAVERI e S. DEMALDÉ: La telefonia a grande distanza - Torino, Lattes, 1922.

4 - H. E. IVES e T. L. DOWEY: An Apparatus for Studying the Motion of Relays - J. O. S. A., 1922, VI, p. 391.

5 - D. D. MILLER: Flat Type Relays - Elect. Comm., 1923, I, p. 41.

6 - S. P. SHACKLETON e H. W. PURCELL: Relays in the Bell System - Bell S. T. J., 1924, III, p. 1.

7 - D. D. MILLER: Design Characteristics of Electromagnets for Telephone - Bell S. T. J, 1924, III, p. 206.

8 - I. R. FRY e L. A. GARDNER: Polarized Telegraph Relays - J.A.I.E.E., 1925, XLIV, p. 223.

9 - C. CHECHELOVSKY: Étude sur le temps de fonctionnement et de relachement des relais téléphoniques - Anvers, Bell Telephone Mfg. Co., 1926.

10 - CH. SUCHET: Note sur les relais à action différée - Ann. P.T.T., 1926, XV, p. 77.

11 - S. REYBAUD: Mesure absolue du temps de fonctionnement des relais au moyen du galvanomètre balistique - Ann. P. T. T., 1926, XV, p. 270.

12 - A. GUILBERT: De la théorie du circuit magnétique déformable - R. G. E., 1926, XX, p. 581.

13 - R. PARÉSY: Théorie des relais téléphoniques et télégraphiques - R. G. E., 1927, XXI, p. 3 e 43; XXII, p. 25.

14 - T. H. TURNEY: Relay Timing in Connection with Telephone Circuits - J. I. E. E., Londra, 1928, LXVI, p. 341.

15 - J. HERMAN: Bridge for Measuring Small Time Intervals - Bell S. T. J., 1928, VII, p. 343.

16 - M. BUSCA: La pratica della telefonia automatica - Milano, Hoepli, 1929.

17 - E. MALLETT: Telegraphy and Telephony Including Wireless - London, Chapman & Hall, 1929.

18 - A. ST. G. TERRY: Control of Release Time of Relays in Automatic Telephone - Elect. Comm., 1929, VIII, p. 9.

19 - A. FLAD: Wähler, Relais, Nummernschalter in der Selbstanschlusstechnik - Zeit. Fernmeldetechnik, 1929, X, p. 81 e 106.

20 - M. LANGER: Grundlagen und Erfahrungen beider Entwicklung von Schaltungen der Selbstanschlusstechnik - Zeit. Fernmeldetechnik, 1929, X, p. 113, 131 e 152.

21 - I. FRISCHAUF: Der Einfluss von Kondensatoren auf die Arbeitsweise von Relais mit besonderer Berücksichtigung des periodischen Falles - Rev. Ericsson, 1929, VI, p. 146.

22 - T. S. SKILLMAN: The Four Frequency Signalling System - Elect. Comm., 1930, IX, p. 43.

23 - N. WAGAR: A Method of Designing an Efficient Ironclad Electromagnet - Bell Tel. Reprints, B-508, 1930.

24 - L. H. HARRIS e H. WILLIAMS: Improved Form of Maxwell D. C. Inductance Bridge - P. O. E. E. J., 1930, XXIII, p. 36.

25 - M. VAN MIERLO: Récentes études sur les relais électromagnétiques employés en téléphonie - Bull. Soc. Franç. Élect., 1930, X, p. 973.

26 - R. W. PALMER: The Phonic Chronometer for the Measurement of Relay Times - P.O.E.E.J., 1928, XXI, p. 274.
27 - W. T. BAEHLER: Die Theorie des Telephonrelais - E.T.Z., 1928, XLIX, p. 1780 e 1810.
28 - W. GRUPE: Die Erwärmung der Relais in Fernsprechanlagen - Zeit Fernmeldetechnik, 1929, X, p. 145.
29 - A. H. JACQUEST e L. H. HARRIS: Sparking and Arcing at Relay Contacts - Inst. P.O.E.E. Papers, 118, 1929.
30 - R. W. PALMER: Measurement of Relay Times - Inst. P.O.E.E. Papers, 122, 1930.
31 - Proposed Post Office Standard Telephone Relay for Automatic Exchanges - P.O.E.E.J., 1931, XXIV, p. 201.
32 - Y. NAKANE: Influence on the Time of Operation of Relays by the Leakage Flux from Neighbouring Relays - Electrot. Lab. Tokyo Circ., 78, 1931.
33 - B. PIESKER: Das Fernsprechrelais - Zeit. Fernmeldetechnik, 1931, XII, p. 53, 73 e 92.

-- -- -- RECENSIONI -- -- --

AMPLIFICATORI.

C. E. FAY — **Funzionamento dei tubi amplificatori delle classi B e C.** (Bell S. T. J., gennaio 1932, XI, 1, pag. 28-52, con 17 fig.).

I moderni trasmettitori radiofonici sono generalmente realizzati modulando le correnti a radiofrequenza di uno stadio di piccola potenza, ed amplificando le correnti a radiofrequenza modulate, con successivi stadi amplificatori.

Gli stadi amplificatori di correnti a radiofrequenza modulate, possono essere di classe B e di classe C: sono considerati come amplificatori di classe B, quelli nei quali la tensione base di griglia è fissata ad un valore (tensione di interdizione) tale da rendere la corrente anodica di valore zero o molto piccolo in assenza di tensione eccitatrice di griglia; sono considerati come amplificatori di classe C, quelli nei quali la tensione base di griglia è fissata ad un valore più negativo del potenziale d'interdizione, in modo che la corrente anodica risulti nulla non solo in assenza di tensione eccitatrice (componente alternativa) di griglia, ma anche se quest'ultima è inferiore ad un certo limite.

Per lo studio degli amplificatori delle due classi suddette, riesce utile la determinazione delle caratteristiche di funzionamento, relative ad un dato valore d'impedenza del circuito oscillante anodico di utilizzazione e ad un determinato valore della tensione base di griglia; caratteristiche che vengono tracciate portando come ascisse le ampiezze della tensione eccitatrice di griglia e come ordinate le tensioni che si determinano ai morsetti del suddetto circuito anodico di utilizzazione, od i valori efficaci della corrente in esso sviluppata.

Per la determinazione di tali caratteristiche, si consideri il circuito anodico di un tubo amplificatore di classe B o C, costituito da un circuito antirisonante opportunamente accoppiato a quello di utilizzazione, alimentato in derivazione con una tensione anodica continua E_b (fig. 1). Se si indica con Z_o l'impedenza del detto circuito antirisonante, con R_o

---

Abbreviazioni usate per i titoli di periodici recensiti:

Ann. d. Phys.: Annalen der Physik. — *Bell S. T. J.*: Bell System Technical Journal. — *Elect. Comm.*: Electrical Communication. — *E. N. T.*: Elektrische Nachrichten-Technik. — *E. T. Z.*: Elektrotechnische Zeitschrift. — *G. E. R.*: General Electric Review. — *H. F. Techn. u. El. Ak*: Hochfrequenztechnik und Elektroakustik. — *J. I. E. E., Londra*: Journal of the Institution of Electrical Engineers. — *Onde Élec.*: L'Onde Électrique. — *Proc. I. R. E.*: Proceedings of the Institute of Radio Engineers. — *R. G. E.*: Revue Générale de l'Électricité. — *Schalltechn.*: Die Schalltechnik. — *T. F. T.*: Telegraphen- und Fernsprech-Technik. — *The El. J.*: The Electric Journal. — *V. N. T. Siemens*: Veröffentlichungen Nachrichten-Technik Siemens. — *Westn. Elektrot.*: Westnik Elektrotechniki. — *Z. S. f. Phys.*: Zeitschrift für Physik. — *Z. S. f. techn. Phys.*: Zeitschrift für technische Physik.

la sua resistenza alla frequenza fondamentale alla quale esso è accordato, con I_p il valore massimo della corrente anodica, con I_1 il valore massimo della componente di frequenza fondamentale di essa corrente anodica, con K il rapporto I_1/I_p, con e_{pm} il minimo valore della tensione anodica, si ha la relazione: $I_p = (E_b - e_{pm})/K R_o$.

In base a tale relazione, partendo dalle caratteristiche statiche, si possono tracciare, per dati valori di K, le caratteristiche dinamiche relative ad un determinato valore di R_o. Queste caratteristiche legano infatti fra loro (per dati valori di K e di R_o) la tensione istantanea (massima) di griglia alla intensità istantanea (massima) di corrente anodica.

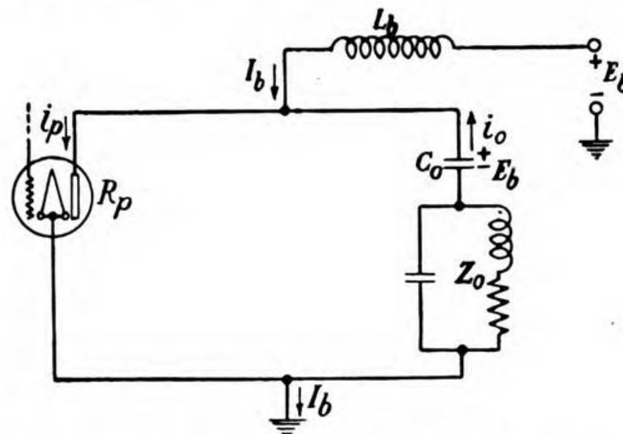


Fig. 1. — Schema del circuito dell'amplificatore con circuito risonante di utilizzazione.

Il valore di K dipende dalla durata di circolazione della corrente anodica in ciascun periodo della tensione eccitatrice di griglia; riferendosi a caratteristiche statiche del tubo nel piano delle correnti anodiche I_p e delle tensioni anodiche E_p rappresentabili con una funzione $I_p = A\ (\mu\ E_g + E_p)^{3/2}$ ed applicando una tensione eccitatrice di griglia sinusoidale, si può tracciare la famiglia delle curve (in funzione del tempo) delle correnti anodiche, che si hanno con il variare del potenziale base di griglia. Per ciascuna di queste curve si può quindi determinare, con il metodo dell'analisi armonica, il valore di K e tracciare così il diagramma dei valori di K in funzione della porzione di periodo della tensione eccitatrice di griglia, durante la quale circola la corrente anodica.

Con l'aiuto di tale diagramma è possibile determinare le caratteristiche di funzionamento dell'amplificatore; a tale scopo, fissato il valore della tensione base di griglia, si determina per ogni valore dell'ampiezza della tensione eccitatrice di griglia la porzione di periodo, in cui circola la corrente anodica, e quindi il valore di K; riferendosi alla caratteristica dinamica relativa a tale valore di K, tracciata come sopra detto, si determina il valore di I_p corrispondente al valore di ampiezza di tensione eccitatrice di griglia che si considera, e quindi il valore $K\ I_p = I_1$ e la potenza di uscita $(I_1/\sqrt{2})^2\ Z_o$.

Se si immagina che tale potenza di uscita sia utilizzata in una an-

tenna artificiale avente una data resistenza, si può determinare il valore della corrente in essa antenna e quindi, portando tali valori come ordinate in corrispondenza dei valori delle tensioni eccitatrici di griglia, portati come ascisse, si può tracciare la caratteristica di funzionamento dell'amplificatore relativa ad una data resistenza R_0 del circuito antirisonante anodico e ad un dato valore della tensione base di griglia (fig. 2).

Con il procedimento descritto sono state determinate le caratteristiche di funzionamento di due tubi amplificatori Western di identiche

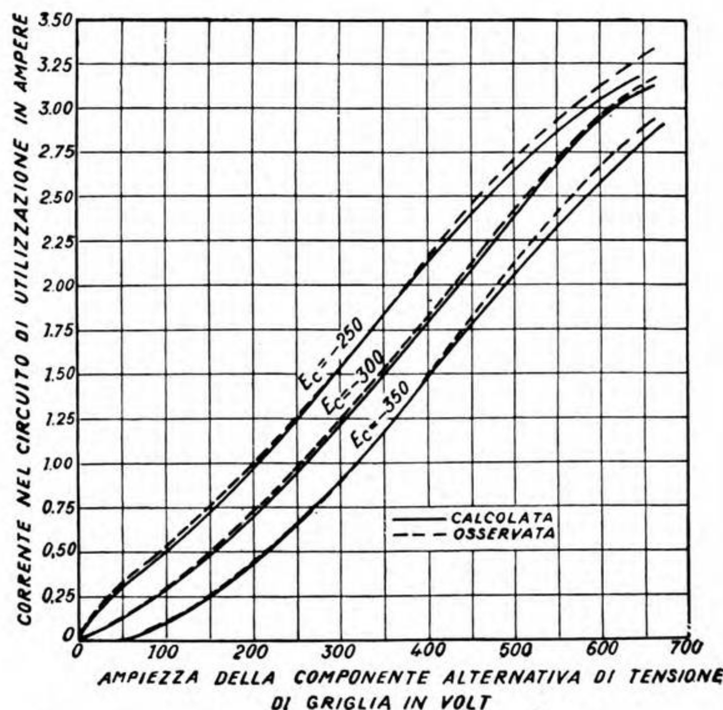


Fig. 2. — Caratteristiche dinamiche calcolate e sperimentali per un triodo Western Electric tipo 251-A con tensione anodica E_b = 3000 V, impedenza equivalente del circuito di utilizzazione Z_0 = 2000 Ω, μ = 10, per tre diversi valori della tensione base di griglia E_c.

dimensioni e propriamente del tubo a tre elettrodi tipo 251-A e del tubo a griglia schermante tipo 278-A; le caratteristiche così tracciate sono risultate in buon accordo con quelle ricavate sperimentalmente. Inoltre, dal confronto delle caratteristiche stesse, si può dedurre che il tubo a griglia schermante consente di ottenere una potenza di uscita ed un rendimento dello stesso ordine di quelli del tubo a tre elettrodi.

Come conclusione l'A rileva che esiste un'apprezzabile differenza tra le caratteristiche di funzionamento degli amplificatori delle classi B e C, in quanto che, mentre quelle della classe B presentano un an-

damento quasi rettilineo, quelle della classe C presentano una sensibile curvatura nel tratto iniziale e danno quindi luogo ad una amplificazione con distorsione. La differenza tra le due classi di amplificatori è tanto più marcata, quanto più la tensione base di griglia per gli amplificatori della classe C risulta inferiore alla tensione di interdizione. Gli amplificatori della classe C in compenso hanno un più elevato rendimento di quelli della classe B, poichè in essi la corrente anodica circola solamente in corrispondenza della piccola porzione del periodo, in cui la tensione oscillante anodica raggiunge i minimi valori.

A. Ma.

A. Clausing — **Sopra la distorsione del suono e il fattore residuo degli amplificatori a triodi.** (V. N. T. Siemens, 1931, I, 1, pag. 57-66, con 21 fig.).

Considerazioni teoriche ed esame di risultati sperimentali sulle deformazioni che i triodi e i diodi rettificatori e amplificatori introducono nella riproduzione dei suoni. Non sono descritti gli strumenti ed i metodi con i quali sono state eseguite le misure.

Vengono esposti i seguenti risultati:

1°) Il diodo ha un fattore residuo

$$K = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \dots}}{A_1^2}$$

dove A_1, $A_2 \dots A_n$ sono le ampiezze della fondamentale e delle armoniche, eguale a $(A/4\,B_a)\,(\gamma - 1)$ quando nel circuito anodico non è inserita alcuna resistenza; eguale invece ad

$$\frac{A}{4\,B_a} \quad \frac{1}{4\sqrt{G\,R_a\,B_a}}$$

quando nel circuito anodico è inserita una resistenza molto forte.

Il significato dei simboli ora usati, e di quelli che verranno usati successivamente, è il seguente: A) ampiezza della tensione alternativa nel circuito anodico, A_g) ampiezza della tensione alternativa nel circuito di griglia, B_a) tensione anodica delle batterie, B_g) tensione delle batterie di griglia, R_a) resistenza esterna, D) inverso del coefficiente di amplificazione, γ) esponente nella legge di dipendenza di I_a (corrente anodica) da B_a ($I_a = G\,B_a^\gamma$).

2°) Il triodo ha un fattore residuo

$$K = \frac{A_g}{4\,(D\,B_a - B_g)}\,(\gamma - 1)$$

quando nel circuito anodico non vi è alcuna resistenza e nel circuito di griglia non fluisce corrente; invece

$$K = \frac{A_g}{4\,(D\,B_a - B_g)} \quad \frac{1}{4\sqrt{G\,R_a\,B_a}}$$

quando la resistenza del circuito anodico è forte, ed ancora nel circuito di griglia non fluisce corrente.

3°) Il fattore residuo di un tubo finale a griglia schermo ha un andamento, con l'ampiezza della tensione di entrata, diverso da quello corrispondente in un tubo ad una sola griglia. Infatti, mentre

nel secondo il fattore residuo diminuisce sempre all'aumentare di R_a, nel primo diminuisce soltanto fino a determinati valori di R_a, per poi aumentare nuovamente.

4°) Il fattore residuo di un amplificatore in opposizione (*push-pull*), se la tensione di polarizzazione di griglia non è troppo fortemente negativa, cresce linearmente con A_g; cresce invece quadraticamente con A_g quando la tensione di polarizzazione delle griglie è eccessivamente negativa.

5°) Una buona compensazione delle distorsioni si può ottenere con un secondo triodo opportunamente disposto.

6°) Il fattore residuo nei tubi demodulatori dipende grandemente dall'ampiezza della tensione ad alta frequenza portante e dal grado di modulazione. Per piccole ampiezze ha un grande valore, circa eguale a 1/4 del grado di modulazione, e diminuisce con l'aumentare dell'ampiezza, però fino ad un certo limite. Tale fattore diminuisce anche con l'accrescersi della frequenza della tensione modulatrice.

7°) Il fattore residuo di un ricevitore completo ha il più grande valore per piccoli valori dell'ampiezza della tensione ad alta frequenza ed elevati gradi di modulazione. *N. C.*

ANTENNE.

F. Kiebitz — **Ricerche sulla sintonizzazione di antenne direttive per onde corte.** (H. F. Techn. u. El. Ak., gennaio 1932, XXXIX, 1, pag. 8-10, con 2 fig.).

L'A riferisce su esperimenti effettuati presso il centro sperimentale di ricezione della « Reichspost », allo scopo di realizzare antenne direttive per onde corte, che siano suscettibili di essere sintonizzate, in modo semplice ed agevole, su tutte le frequenze comprese entro una determinata gamma. La ricerca è rivolta, sia alle antenne per trasmissione, sia a quelle per ricezione; ma ha dato finora risultati concreti soltanto per queste ultime. La forma riscontrata utile è quella di una linea bifilare, di circa 180 m di lunghezza, con i due conduttori posti a 1/2 m di distanza l'uno da l'altro ed a circa 7 metri da terra. Ad una delle due estremità della linea i conduttori sono riuniti e messi a terra, oppure riuniti ed isolati; all'altra estremità penetrano nel padiglione della ricezione e terminano ad un circuito sintonizzabile, che è accoppiato col ricevitore. Usando un apparato di tipo comune, è stato possibile ricevere, con tale antenna, trasmissioni su onde di qualsiasi lunghezza, nella gamma $15 \div 50$ m. *U. R.*

E. Siegel e J. Labus — **Distribuzione del campo ed irradiazione nel caso di antenne direttive.** (H. F. Techn. u. El. Ak., marzo 1932, XXXIX, 3, pag. 86-93, con 9 fig.).

J. Labus — **Calcolo, con il metodo di Poynting, dell'energia emessa da un'antenna a dipoli.** (E. N. T., febbraio 1932, IX, 2, pag. 61-67, con 4 fig.).

Gli AA prendono in considerazione vari tipi di antenne e, partendo dalla formula data dal van der Pol (Jahrbuch d. drahtl. Telegr., 1918, XIII, p. 217), calcolano per ognuno di essi il valore del campo elettrico in un punto qualunque a distanza r, le direzioni di massima irradiazione, il valore del campo nelle direzioni favorite, la resistenza di radiazione, ecc. Si riassumono i risultati più importanti.

1. — *Antenna lineare semplice* (fig. 1).

m = ordine dell'armonica;
α = angolo che la direzione considerata fa con il piano normale all'antenna;
I = valore della corrente in un ventre;
E_α = valore del campo elettrico nella direzione α, alla distanza r.

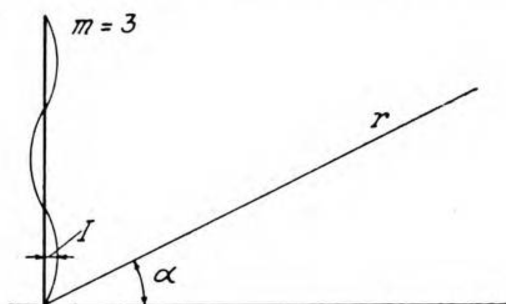


Fig 1. — Antenna lineare semplice eccitata in armonica.

a) per m dispari:

$$E_\alpha = \frac{60\, I}{r} \cdot \frac{\cos\left(\frac{m\,\pi}{2}\,\mathrm{sen}\,\alpha\right)}{\cos\alpha};$$

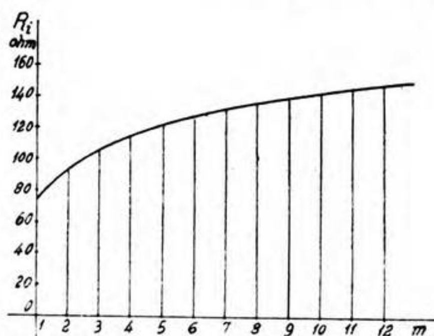


Fig. 2. — Resistenza di radiazione di un'antenna lineare semplice.



Fig. 3. Linea di m dipoli.

direzione di massima radiazione α_h (approssimata):

$$\mathrm{sen}\,\alpha_h = \frac{m-1}{m}\left[1 + \frac{4}{\pi^2\,(2\,m-1)}\right];$$

b) per *m* pari:

$$E_\alpha = \frac{60\,I}{r} \cdot \frac{\operatorname{sen}\left(\frac{m\,\pi}{2}\operatorname{sen}\alpha\right)}{\cos\alpha};$$

$$\operatorname{sen}\alpha_h = \frac{m-1}{m}\left[1 + \frac{4}{\pi^2\,(2\,m-1)}\right],$$

come per il caso di *m* dispari.

La resistenza di radiazione R_i si può ricavare dal diagramma riportato in fig. 2.

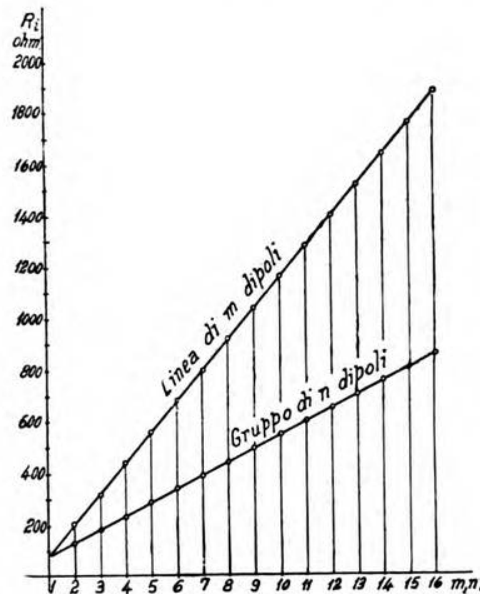


Fig. 4. — Resistenza di radiazione di una linea e di un gruppo di dipoli.

2. — *Linea di* m *dipoli eccitati nello stesso modo* (fig. 3).

$$E_\alpha = \frac{60\,I}{r} \cdot \frac{\cos\left(\pi\,\frac{\operatorname{sen}\alpha}{2}\right)}{\cos\alpha} \cdot \frac{\operatorname{sen}\frac{m\,\pi\operatorname{sen}\alpha}{2}}{\operatorname{sen}\frac{\pi\operatorname{sen}\alpha}{2}}.$$

La direzione favorita è per $\alpha = 0$; $E_{o\,\max} = m\,\frac{60\,I}{r}$.

R_i è dato in fig. 4.

3. — *Gruppo di* n *dipoli eccitati nello stesso modo, a mezza lunghezza d'onda di distanza* (fig. 5).

$$E_{\alpha\gamma} = \frac{60\,I}{r} \cdot \frac{\cos\left(\dfrac{\pi}{2}\,\text{sen}\,\alpha\right)}{\cos\alpha} \cdot \frac{\text{sen}\left(\dfrac{n\,\pi}{2}\cos\alpha\ \text{sen}\,\gamma\right)}{\text{sen}\left(\dfrac{\pi}{2}\cos\alpha\ \text{sen}\,\gamma\right)}.$$

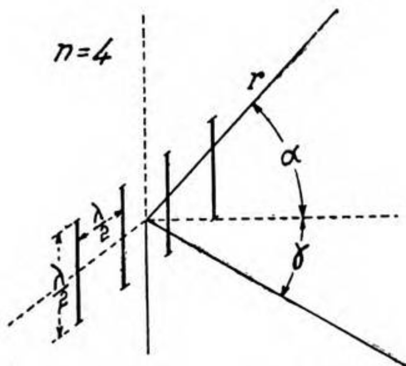


Fig. 5. — Gruppo di *n* dipoli.

La direzione favorita è per $\alpha = \gamma = 0$;

$$E_{oo\,\text{max}} = n \cdot \frac{60\,I}{r}.$$

La resistenza di radiazione è data in fig. 4.

4. — *Combinazione di* n *linee di* m *dipoli, eccitati nello stesso modo* (fig. 6).

$$E_{\alpha\gamma} = \frac{60\,I}{r} \cdot \frac{\cos\left(\dfrac{\pi\,\text{sen}\,\alpha}{2}\right)}{\cos\alpha} \cdot \frac{\text{sen}\,\dfrac{m\,\pi\,\text{sen}\,\alpha}{2}}{\text{sen}\,\dfrac{\pi\,\text{sen}\,\alpha}{2}} \cdot \frac{\text{sen}\left(\dfrac{n\,\pi}{2}\cos\alpha\ \text{sen}\,\gamma\right)}{\text{sen}\left(\dfrac{\pi}{2}\cos\alpha\ \text{sen}\,\gamma\right)}.$$

La direzione favorita è per $\alpha = \gamma = 0$;

$$E_{oo\,\text{max}} = m \cdot n \cdot \frac{60\,I}{r}.$$

La resistenza di radiazione è data in fig. 7.

La potenza irradiata W si calcola in tutti i casi mediante la formula $W = R_i\,I^2_{\text{eff}}$.

E' facile far confronti fra i diversi tipi di antenna; è interessante osservare che la resistenza di radiazione di un'antenna composta, per

un dato valore del prodotto $m\,n$, è massima per $n = 1$; la potenza necessaria per ottenere, ad una certa distanza r, nella direzione favorita, un determinato valore di campo è invece minima per $m = 1$.

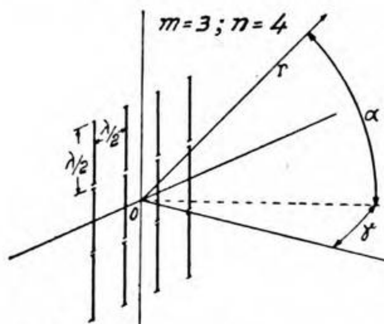


Fig. 6. — Combinazione di n linee di m dipoli.

*

Il Labus, partendo dal valore del campo elettrico e del campo magnetico generati, in un punto qualunque dello spazio, da un'antenna composta di n linee di m dipoli, calcola l'energia da essa irradiata, effet-

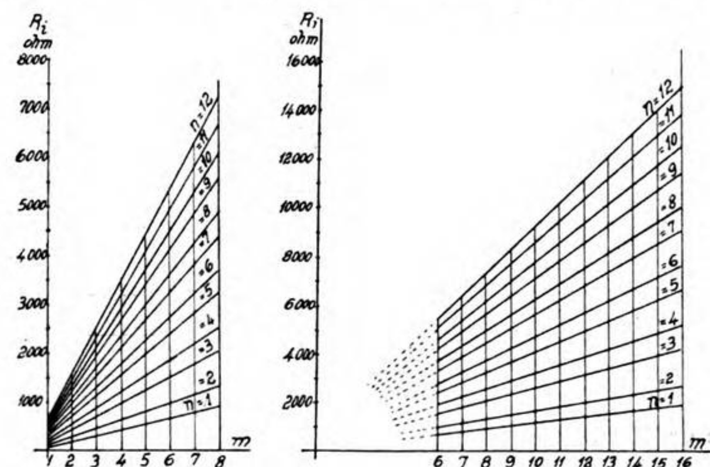


Fig. 7. — Resistenza di radiazione di un gruppo di linee di dipoli.

tuando la classica integrazione del vettore di Poynting lungo una sfera di raggio r (grande), che abbia il suo centro coincidente con quello di figura dell'antenna. Egli supera le notevoli difficoltà matematiche, che tale integrazione presenta, e deduce anche il valore della resistenza di irradiazione ($R_i = W/I^2$), che è quello dato nella figura 7. *U. R.*

J. S. Mc Petric — **Un metodo per la determinazione dell'effetto del suolo sulla radiazione delle antenne.** (J. I. E. E., Londra, marzo 1932, LXX, 423, pag. 382-390, con 13 fig.).

L'A completa con questo articolo uno studio precedentemente iniziato (J. I. E. E., 1931, LXIX, p. 290); egli cerca di precisare l'effetto del terreno e di dare formule e diagrammi per determinare la radiazione di una antenna reale, di tipo qualunque. Esaminato il fenomeno della riflessione di un'onda piana da parte della superficie terrestre, e studiata l'attenuazione che, in vicinanza del suolo, subiscono il campo dovuto a un dipolo e quello prodotto da un'antenna con distribuzione di corrente qualsiasi, ricava le formule che permettono di studiare la distribuzione del campo in vari casi tipici, dapprima semplici, poi sempre più complessi. Procede così dalla considerazione di una semplice antenna rettilinea (verticale od orizzontale) prima senza e poi con la sua immagine, a sistemi di antenne sovrapposte, affiancate, senza e con sistemi riflettenti. Alla fine dell'interessante studio dà un esempio di calcolo di distribuzione del campo in un piano verticale, per il caso di 12 antenne, pure verticali, di lunghezza $\lambda/2$, a distanza $\lambda/4$ dal suolo, disposte in vari modi. *U. R.*

APPLICAZIONI VARIE.

J. A. Slee — **Metodo per la misura della profondità del mare.** (J. I. E. E., Londra, febbraio 1932, LXX, 422, pag. 269-277, con 8 fig.).

La misura della profondità è ottenuta emettendo nell'acqua una onda ultrasonora e determinando l'intervallo di tempo necessario per il ritorno dell'eco.

L'apparecchio descritto è quello che è stato ideato dal Langevin utilizzando le proprietà piezoelettriche del quarzo per ottenere una radiazione a frequenza ultraudibile, tale cioè da permettere una propagazione a fascio.

Il sistema emettitore, o « proiettore », è formato da due piastre metalliche (elettrodi) fra le quali è posto un mosaico di cristalli di quarzo cementati fra loro. Esso è eccitato periodicamente, ad intervalli regolari, da un complesso trasmettente a scintilla in modo tale da avere una oscillazione altamente smorzata.

La ricezione dell'eco è ottenuta sfruttando lo stesso proiettore negli intervalli di tempo compresi fra le emissioni.

La corrente generata dall'onda di ritorno, opportunamente amplificata, viene applicata ad un analizzatore ottico, che permette di fare direttamente sopra una scala graduata la lettura della profondità del mare.

L'A, dopo aver descritto ampiamente l'apparecchio nelle sue varie parti, discute le cause di errore che si possono avere nella misura ed accenna inoltre ad una nuova applicazione del sistema per determinare da un aeroplano la quota di volo. *S. R.*

CONVERTITORI - RADDRIZZATORI.

W. Ch. van Geel — **L'azione dei raddrizzatori.** (Z. S. f. Phys., 13 giugno 1931, LXIX, 11-12, pag. 765-785, con 14 fig.).

In base ai risultati di recenti esperienze è giustificato un nuovo tentativo per dedurre, dalle caratteristiche di raddrizzatori del tipo a secco o del tipo elettrolitico, qualche nozione sulla natura del fenomeno del raddrizzamento. Punto di partenza è ancora la teoria di Schottky (Z. S.

f. Phys., 1923, XIV, p. 87), insieme con l'ipotesi dell'esistenza di un sottile strato isolante fra gli elettrodi del raddrizzatore.

Secondo la teoria di Fowler e Nordheim, la emissione di elettroni a freddo da parte del catodo verso il sottile strato isolante, che lo separa dall'anodo, dipende dall'intensità F del campo elettrico in prossimità della superficie emittente e da due costanti A e B, che sono funzione della natura dei materiali. L'espressione della corrente emessa sarebbe infatti della forma:

$$i = A F^2 e^{-\frac{B}{F}} . \qquad (1)$$

Se la polarità degli elettrodi viene invertita e se essi non sono fisicamente identici, la nuova corrente (in senso opposto) dovrebbe obbedire al campo elettrico (e quindi anche alla tensione applicata) se-

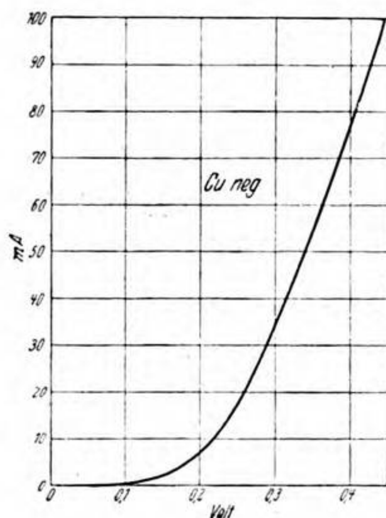


Fig. 1 *a*.
Caratteristica del raddrizzatore: ossidulo di rame (+), rame (—).

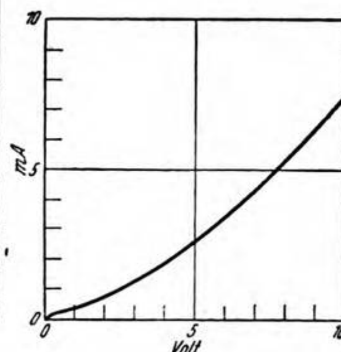


Fig. 1 *b*.
Caratteristica del raddrizzatore: rame (+), ossidulo di rame (—).

condo la medesima legge (1), ma con nuovi valori per le costanti A e B. Le due intensità di corrente i_1 e i_2, ottenute nei due sensi con l'applicazione di un medesimo campo F, dovrebbero quindi verificare la relazione:

$$\log \frac{i_1}{i_2} = \frac{\text{cost}}{F}.$$

Ma può accadere, come hanno mostrato Stern, Gosling e Fowler (Proc. Roy. Soc. London A, 1929, CXXVI, p. 699), che sulla intensità di corrente di emissione influisca decisamente la carica spaziale, da essa corrente creata nel dielettrico. In funzione di questo fenomeno dovrebbe alla (1) sostituirsi la:

$$i = C F^{3/2} . \qquad (2)$$

E poichè può darsi, che questo secondo aspetto del fenomeno prevalga sul primo per ambedue i versi della corrente, o per uno solo, o per nessuno dei due, la legge di dipendenza fra il rapporto di raddrizzamento i_1/i_2 ed il campo F può assumere andamenti diversi da caso a caso.

Per verificare l'applicabilità della (1) o della (2) ai vari casi sperimentali, basta rilevare i diagrammi della corrente i in funzione della tensione continua V (applicata sempre in un determinato senso), a cui è proporzionale il campo F. Se è applicabile la (1) deve risultare rettilineo il diagramma in coordinate $\log [i/V^2]$ e $1/V$; se invece è applicabile la (2), deve risultare rettilineo, con coefficiente angolare 3/2, il diagramma in coordinate $\log i$ e $\log V$.

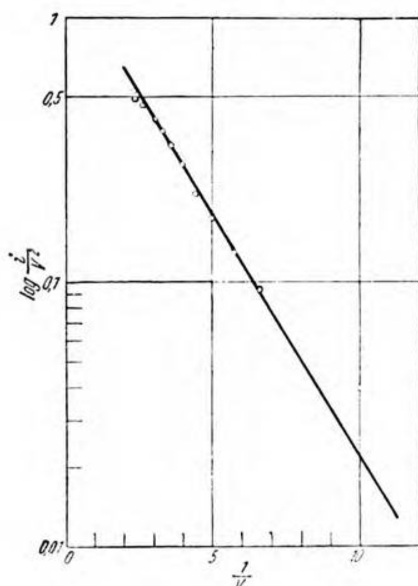


Fig. 2 *a*.
Diagramma ($1/V$, $\log [i/V^2]$) corrispondente alla caratteristica di fig. 1 *a*.

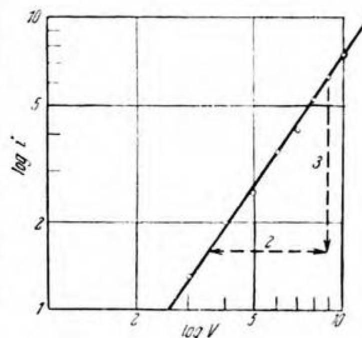


Fig. 2 *b*.
Diagramma ($\log V$, $\log i$) corrispondente alla caratteristica di fig. 1 *b*.

Nel caso di misure eseguite su di un raddrizzatore rame-ossidulo di rame, si rileva per il verso ossidulo-rame (ossidulo positivo, rame negativo) l'applicabilità della (1) e per il verso opposto l'applicabilità della (2). Ciò risulta dai diagrammi di fig. 1 *a* e 1 *b* e da quelli ad essi rispettivamente corrispondenti di fig. 2 *a* e 2 *b*, riferiti alle coordinate anzidette, i quali presentano andamento nettamente rettilineo.

In questo tipo di raddrizzatore è noto che, a parità di tensione, la corrente cresce col crescere della temperatura. Poichè l'ossidulo ha un coefficiente di temperatura negativo, pare che l'influenza della temperatura consista unicamente nel diminuire la resistenza dello strato di ossidulo, quindi nel ridurre la caduta di tensione da esso provocata.

Altri tipi di raddrizzatori metallici a secco furono ottenuti ricoprendo di un lieve strato di ossido certi metalli, come alluminio, magnesio, tantalio ed altri. Appoggiando poi su questo strato un semiconduttore, quale ad es. il solfuro di rame o lo joduro di rame, si può avere un'azione raddrizzante, perchè il metallo emette più elettroni, che non il semiconduttore. Per ottenere una notevole differenza fra le resistenze nei due sensi è conveniente che il semiconduttore abbia una piccola conduttività; il carbone, ad esempio, sarebbe assai poco indicato a tal fine. Anche per questi raddrizzatori la trattazione precedente dà risultati, che possono esser messi in accordo con l'esperienza.

Altri esperimenti riguardano i raddrizzatori elettrolitici, che differiscono dai precedenti, semplicemente perchè al semiconduttore è sostituito un elettrolito. Sostanzialmente i risultati non presentano discordanze dalle ipotesi precedenti; solo si deve osservare, che le misure sono complicate dalla necessità di correzioni, intese a tener conto dei fenomeni di polarizzazione.

Determinazioni teoriche solo largamente approssimate, insieme con alcune verifiche sperimentali, fanno ritenere che lo spessore degli strati isolanti, ai quali si è accennato, sia dell'ordine di 10^{-5} cm e che l'intensità di campo elettrico, che provoca l'emissione di elettroni a freddo, sia sui 10^6 volt/cm. Lo spessore dello strato non sarà tuttavia costante dappertutto; sarà quindi diverso da punto a punto il valore del campo, e l'emissione d'elettroni avverrà solo in certe zone assai ristrette; per es. in un raddrizzatore della superficie di 10 cm^2 si calcola che partecipi complessivamente all'emissione solo una superficie di 10^{-8} cm^2, cioè una frazione molto piccola della superficie totale. Questo spiega, perchè le due equazioni sopra dedotte sono assai bene verificate negli esperimenti fatti su piccole superficie, mentre non lo sono più per superficie di raddrizzatori molto estese; qui avremo una sovrapposizione di correnti le quali obbediscono ciascuna alla legge esposta, ma complessivamente presentano una legge di dipendenza assai meno semplice fra la tensione applicata e la corrente totale. *P. G.*

G. S. ALTMANN — **Raddrizzatori a contatto.** (Westn. Elektrot., novembre dicembre 1931, 11-12, pag. 417-422, con 16 fig.).

Da una serie di misure comparative su raddrizzatori a contatto, a ossido di rame e a selenio, è risultata la netta superiorità di questi ultimi, per i quali è maggiore il rapporto tra corrente diretta e inversa.

Sono descritti alcuni tipi commerciali di raddrizzatori, e indicati i principali schemi di circuito. *M. B.*

ELETTROTECNICA GENERALE.

R. GÜRTLER — **Induttanze a nucleo di ferro con traferro, polarizzate con corrente continua.** (H. F. Techn. u. El. Ak., gennaio e febbraio 1932, XXXIX, 1 e 2, pag. 2-7 e 48-59, con 24 fig.).

L'induttanza di una bobina a nucleo di ferro, senza traferro, percorsa simultaneamente da corrente alternata e da corrente continua, è proporzionale alla *permeabilità dinamica* del ferro, la quale dipende principalmente dall'intensità della corrente continua, oltre che da quella della corrente alternata. Mediante misure di induttanza, l'A ha determinato la permeabilità dinamica a 500 hertz di un campione di ferro legato (con circa 4 % di Si) da trasformatori, col metodo seguente. Il pacco di lamierini in prova è munito di due avvolgimenti, uno dei quali viene inserito in un lato di un ponte di Wagner opportunamente modi-

ficato, ed è percorso dalla corrente alternata; mentre l'altro fa parte di un circuito ausiliario a corrente continua, avente in serie un circuito antirisonante per la frequenza adoperata e un amperometro. Le curve

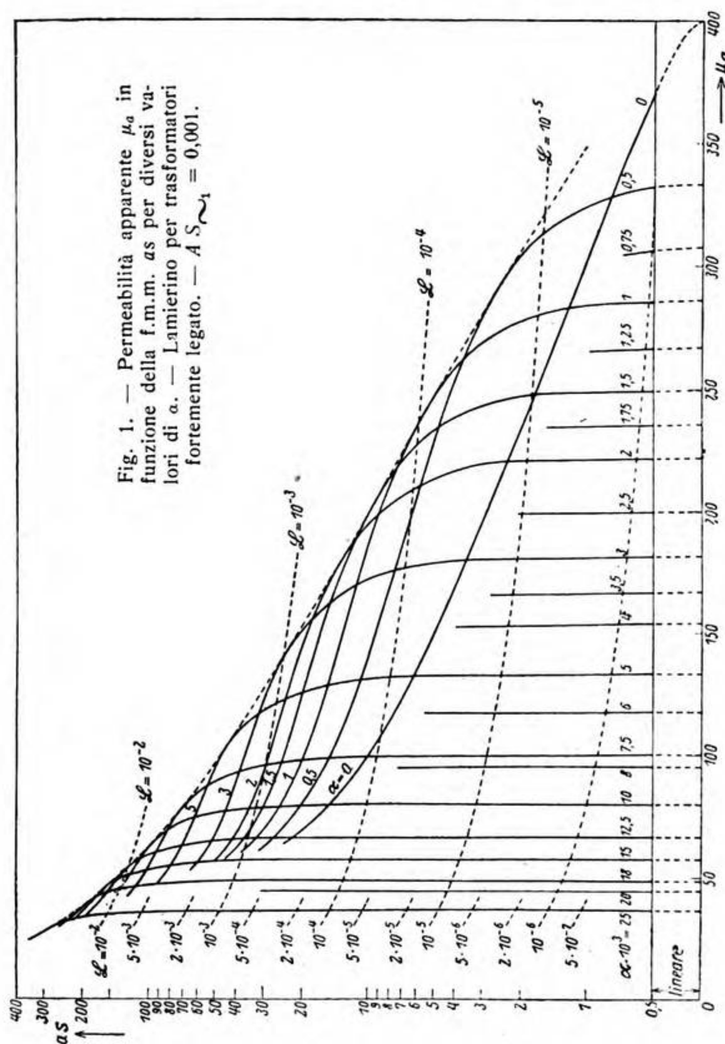


Fig. 1. — Permeabilità apparente μ_a in funzione della f.m.m. as per diversi valori di α. — Lamierino per trasformatori fortemente legato. — $AS_{\sim 1} = 0{,}001$.

che danno la permeabilità dinamica $\mu_{\sim}$ in funzione della forza magnetomotrice continua ($a\,s$ = 0,25... 25 amperspire per cm di lunghezza del circuito magnetico) e per diverse f.m.m. alternative ($AS_{\sim} = 0{,}001$ — — 0,01 — 0,1 amperspire per cm) hanno andamento fortemente discendente al crescere di $a\,s$.

Quando nel nucleo viene praticato un traferro, l'induttanza della bobina risulta proporzionale a una *permeabilità dinamica apparente* μ_a, la quale dipende dal rapporto α ($\ll 1$) fra lo spessore del traferro e la lunghezza del circuito magnetico, secondo la formula (approssimata): $1/\mu_a = (1/\mu_{\sim}) + \alpha$. Questa permeabilità apparente non decresce tanto rapidamente al crescere della f.m.m. continua $a\,s$; per cui, con opportuna scelta di α e per intensità di corrente continua superiori a un certo valore, l'induttanza della bobina con traferro risulta maggiore che senza traferro.

Fig. 2. — Diagrammi per il calcolo di induttanze con nucleo di lamierino per trasformatori fortemente legato. — $A\,S_{\sim_1} = 0{,}001$.

Si possono tracciare le curve (fig. 1) della permeabilità dinamica apparente μ_a in funzione della f.m.m. continua $a\,s$ (amperspire per cm), per varî valori del rapporto α di traferro e per una determinata f.m.m. alternata (ad es. $A\,S_{\sim_1} = 0{,}001$ amperspire per cm) nel seguente modo. In corrispondenza di una generica f.m.m. $a\,s_1$ si ricavano: dalla caratteristica di magnetizzazione del ferro, l'induzione magnetica B_1, e dalle misure surriferite la permeabilità dinamica $\mu_{\sim 1}$. Si calcolano quindi, da un lato la permeabilità apparente μ_a con la formula precedente, e d'altro lato la totale f.m.m. continua mediante la formula (approssimata): $a\,s = a\,s_1 + \alpha\,(B_1/0{,}4\,\pi)$, nella quale il 1° termine rappresenta

le amperspire destinate a vincere la riluttanza magnetica del ferro ed il 2° termine quelle destinate a vincere la riluttanza del traferro. In questa famiglia di curve (fig. 1), per una data forza magnetomotrice $a\,s$ il massimo valore $\overline{\mu}_a$ della permeabilità è rappresentato dalla corrispondente ascissa della curva inviluppo, e la quota α, della curva tangente all'inviluppo stesso nel punto così individuato, rappresenta il rapporto a cui corrisponde il *traferro ottimo;* cioè il traferro che permette di ottenere,

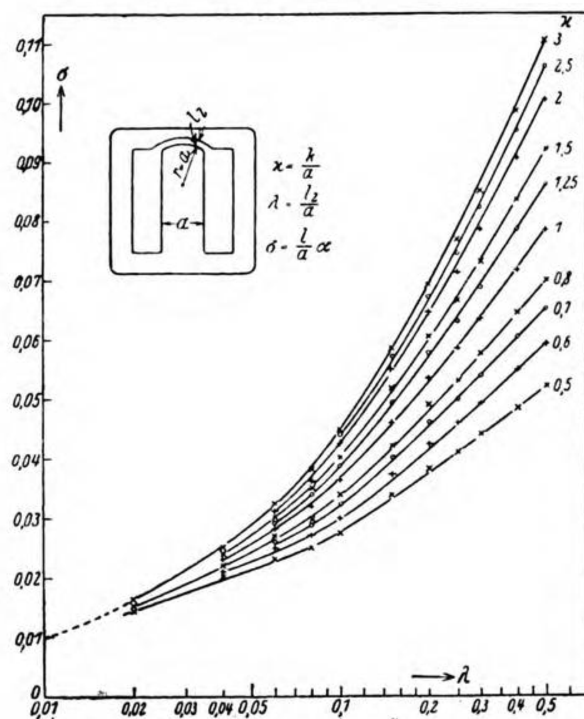


Fig. 3. — Diagrammi per la determinazione del traferro equivalente per un dato tipo di profilo magnetico. (k = spessore del nucleo).

con un dato numero di spire, il più piccolo nucleo, o con un dato nucleo il minimo numero di spire, e quindi (secondo i casi) la bobina più economica, o più piccola, od a minime perdite nel rame. (Nella fig. 1 sono altresì riportate le curve, parallele fra loro, corrispondenti ad un dato valore del parametro $\mathcal{L} = L\,I^2/V$. Esse agevolano il calcolo, quando, con dati valori di induttanza e di corrente continua, e con un certo volume di ferro, si vogliano proporzionare nel miglior modo il traferro e il numero delle spire).

Noti così $\overline{\mu}_a$ ed $\overline{\alpha}$ in funzione di $a\,s$, per il progetto delle bobine a traferro ottimo si presentano utili le curve della fig. 2; che rappresentano il coefficiente di autoinduzione L/V per cm³ di ferro, in funzione

del numero di spire n/l per cm di lunghezza del circuito magnetico; curve tracciate per vari valori del rapporto ottimo $\bar{\alpha}$, oppure della corrente continua J. Quelle della 1ª famiglia (a tratto continuo in fig. 2) si ricavano dalla nota formula $L = 0{,}4\,\pi\,V\,(n/l)^2\,\mu_a$, ponendo per μ_a il valore $\bar{\mu}_a$ corrispondente al rapporto $\bar{\alpha}$ considerato, e se si adoperano scale logaritmiche esse risultano rette (perchè, per $\bar{\mu}_a$ = cost, L/V è proporzionale a $(n/l)^2$). Ognuna di queste rette può essere graduata coi valori della corrente J, osservando che $n/l = a\,s/J$, e in tal modo si ottengono le curve della 2ª famiglia (punteggiate in fig. 2). La tavola $[L/V,\ n/l]$ (fig. 2) si usa per lo più nel modo seguente: dati L e J, si sceglie un determinato nucleo; col valore L/V si entra nella tavola fino ad incontrare la curva (punteggiata) della data J, e si leggono: sulle ascisse il corrispondente valore n/l, e sulla retta (continua), che passa per quel punto, il rapporto ottimo $\bar{\alpha}$. Si prova poi se la bobina così progettata soddisfa alle altre condizioni assegnate e, se occorre, si fanno altri tentativi.

Le tavole precedenti si basano sull'ipotesi di un *traferro ideale*, in cui l'induzione (densità del flusso magnetico) nell'aria sia eguale all'induzione nel ferro. Il traferro reale però, a parità di riluttanza, dev'esser considerato come avente una sezione più estesa del traferro ideale, a causa dell'espansione del flusso nell'aria. Con opportune misure d'induttanza l'A determina in che modo tale espansione del flusso dipenda dalle dimensioni e dalla forma del traferro, e giunge a tracciare delle curve (fig. 3) che permettono di passare, per una data forma di nucleo e di traferro, di dimensioni qualsiasi, dal traferro ideale al reale e viceversa.

Esempi pratici illustrano l'uso delle tavole. *F. Ma.*

FOTOELETTRICITÀ.

V. LEPESHINSKAIA-KRAKAU — **Celle fotoelettriche a ossido di rame.** **(Westn. Elektrot., novembre-dicembre 1931, 11-12, pag. 399-409, con 22 fig.).**

La cella fotoelettrica a ossido di rame si differenzia nettamente da ogni altro tipo per la sua bassa resistenza interna, dell'ordine dei 1000 ohm, e per la sua elevata sensibilità: è infatti possibile avere correnti dell'ordine di 1 μA senza sorgente esterna di forza elettromotrice e con illuminazione di alcuni lumen per cm². L'esame di un prolungato funzionamento della cella, e la constatazione della completa assenza di inerzia, hanno messo in evidenza la natura elettronica del fenomeno. E' esaminata l'influenza che hanno illuminazione, resistenza esterna, tensione di polarizzazione positiva e negativa, sulla corrente fotoelettrica, sulla forza elettromotrice e sulla resistenza interna. I risultati delle ricerche, fatte con luci di varie lunghezze d'onda, sono compendiati in numerosi diagrammi. E' risultato che la sensibilità massima si ha per $\lambda = 1\,\mu$. Sono indicati i metodi di preparazione e i dati costruttivi di diversi tipi di celle.

L'articolo è corredato di ampia bibliografia. *M. B.*

M. C. TEVES — **Cellule fotoelettriche nel vuoto di alta sensibilità.** **(Z. S. f. techn. Phys., novembre 1931, XII, 11, pag. 556 557, c n 4 fig.).**

Mediante l'assorbimento di alcuni sali da parte di un catodo di cesio, l'emissione fotoelettrica può essere notevolmente aumentata, raggiungendo una sensibilità di $65 \cdot 10^{-6}$ A/lumen, sensibilità fino ad ora raggiunta soltanto da celle a riempimento gasoso.

Nelle nuove celle si ha una tensione di saturazione di 40-50 volt; e la massima sensibilità può spostarsi verso l'infrarosso, fino a lunghezze d'onda di 0.9 micron. *G. Sac.*

GENERATORI - OSCILLATORI.

J. W. Conklin, J. L. Finch e C. W. Hansell — **Nuovi metodi di stabilizzazione della frequenza a mezzo di lunghe linee.** (Proc. I. R. E., novembre 1931, XIX, 11, pag. 1918-1930, con 13 fig.).

La stabilizzazione della frequenza dei radiotrasmettitori a mezzo di cristalli di quarzo comporta l'impiego di un certo numero di stadi moltiplicatori di frequenza e amplificatori, che rendono complessi e co-

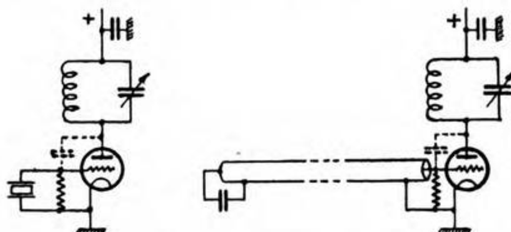


Fig. 1. — Schemi di generatore a triodo con quarzo e con lunga linea.

stosi gli apparati. Inoltre, per le altissime frequenze (35 ÷ 100 . 10^6 hertz) che stanno adesso entrando nel campo pratico delle radiocomunicazioni, non è agevole la stabilizzazione con i quarzi, per i quali molteplici cause rendono poco pratico il loro impiego su frequenze superiori ai cinque megahertz. Per queste ragioni gli ingegneri della R. C. A. hanno studiato un nuovo metodo per la stabilizzazione della frequenza, fondato sull'impiego di linee di alimentazione ad alta frequenza.

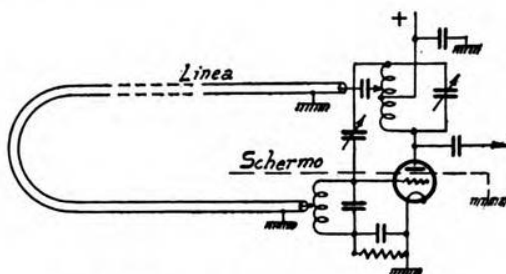


Fig. 2. — Schema di generatore a triodo con accoppiamento reattivo mediante lunga linea.

Questo metodo può essere applicato in due differenti modi: il primo consiste nell'usare la linea di alimentazione come un circuito risuonante da sostituire al quarzo. La fig. 1 rappresenta uno dei tanti schemi di inserzione del quarzo e il corrispondente schema per l'uso della linea. Poichè tali linee possono essere costruite in modo da presentare un elevato coefficiente di risonanza unitamente a una bassissima resistenza equivalente, così è facile comprendere come queste possono

esercitare una azione stabilizzante sulla frequenza [1]. L'altro sistema, del quale la fig. 2 dà uno dei tanti schemi di realizzazione, consiste nell'effettuare l'accoppiamento, necessario per il funzionamento del tubo come generatore, fra i circuiti anodico e di griglia, attraverso una linea di alimentazione. Poichè, come è noto [1], la instabilità di frequenza dipende dalla non esatta opposizione di fase fra le tensioni esistenti ai capi di questi due circuiti, così si comprende come, attraverso una opportuna regolazione della linea, sia possibile ricondurre lo sfasamento a 180° esatti, eliminando così le cause di instabilità.

In un trasmettitore sperimentale, realizzato secondo il primo principio, è stata usata una linea lunga 10,25 lunghezze d'onda per stabilizzare direttamente, sulla frequenza di 13.930 kilohertz, un oscillatore, costituito da due triodi della potenza di 20 kW in montaggio simmetrico. *C. Mt.*

G. M. VINNIK e E. K. ZAVOISKY — **Un nuovo metodo di generazione di onde ultracorte.** (Westn. Elektrot., novembre-dicembre 1931, 11-12, pag. 461-464, con 5 fig.).

E' descritto un nuovo circuito rigenerativo a due tubi (fig. 1), mediante il quale è stato possibile generare oscillazioni con $\lambda = 130 \div 140$

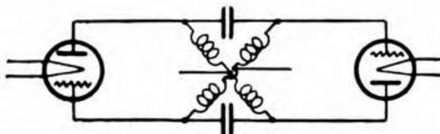


Fig. 1. — Schema del circuito.

cm, mentre gli schemi usuali con gli stessi tubi e la medesima potenza avevano permesso di scendere solo a $\lambda = 200$ cm. *M. B.*

G. BIASI — **Studio sulle deboli oscillazioni dei generatori a tubi elettronici.** (Onde Élec., febbraio 1932, XI, 122, pag. 89-100, con 5 fig.).

Studio analitico dei circuiti comprendenti tubi a tre elettrodi, in prossimità del punto di innesco delle oscillazioni, tenendo conto della curvatura delle caratteristiche, mediante sviluppi in serie. Espressioni dell'ampiezza e della pulsazione delle oscillazioni in funzione della resistenza del circuito oscillante.

Vengono considerati i due casi d'innesco brusco oppure graduale delle oscillazioni. *M. I.*

IMPIANTI E ACCESSORI TELEFONICI.

R. E. W. MADDISON e S. CHAPMAN — **Condensatori telefonici.** (Elect. Comm., luglio 1931, X, 1, pag. 39-44, con 3 fig.).

Si descrivono i tipi, le proprietà e le modalità di fabbricazione dei condensatori telefonici a carta impregnata; i quali, benchè non raggiungano i limiti di precisione e di basso fattore di potenza ottenibili coi condensatori ad aria o a mica, sono largamente usati nella pratica, dato il loro piccolo costo.

---

[1] C. MATTEINI: La stabilità di frequenza del triodo generatore. - L'Elettrot., 1932, XIX, p. 121, e Pubbl. R.I.E.C., 66.

Se ne hanno due tipi:

a) con elettrodi costituiti da sottili fogli metallici di stagno o di alluminio;

b) con elettrodi ottenuti da metallizzazione della carta, con un processo in cui si depone su questa un leggero strato di stagno (condensatori tipo « Mansbridge », dal nome dell'inventore).

Lo spessore della carta, che costituisce il dielettrico, varia in ambo i tipi tra 0,007 e 0,020 mm, e deve essere il più uniforme possibile. La carta stessa deve essere esente da impurità metalliche ed avere un contenuto di ceneri non superiore al 0,5 %. Come sostanza impregnante è usata generalmente la paraffina, resa immune da impurità metalliche o acide.

Circa gli elettrodi, nel caso di condensatori a lamine metalliche, l'uso dell'alluminio è preferibile a quello dello stagno, sia per la minore densità sia per la minore resistenza elettrica. Nei condensatori tipo « Mansbridge » (più economici degli altri), per la metallizzazione della carta è usato stagno puro; per uno stesso spessore di elettrodo la conduttanza della carta metallizzata è inferiore di oltre il 50 % a quella delle lamine metalliche. Agli scopi pratici usuali ciò non porta grave pregiudizio; ed anzi costituisce una proprietà utilizzabile nei circuiti « smorza-scintille », nei quali, invece di un condensatore in serie con una resistenza per dissipare energia, si può impiegare un semplice condensatore a carta metallizzata.

Altra vantaggiosa proprietà dei condensatori tipo « Mansbridge » è l'*auto-protezione*: qualora in essi, a seguito di una scarica, un punto del dielettrico sia stato perforato e i due elettrodi siano venuti a contatto, il calore sviluppato dalla conseguente corrente di conduzione attraverso l'alta resistenza della carta metallizzata, fonde in generale i leggeri strati di metallo che si toccano, e ricostituisce l'isolamento. Ciò non accade nei condensatori a lamina metallica, data la minore resistenza elettrica dei loro elettrodi.

Nella fabbricazione dei condensatori telefonici, avvolto il complesso elettrodi-carta, essiccatolo ed impregnatolo, lo si immerge in un composto bituminoso che viene a racchiuderlo ermeticamente. Si impedisce così l'entrata dell'umidità, la quale sarebbe dannosissima per l'isolamento.

Nelle misure pratiche, il valore di quest'ultimo si suole determinare in base alla corrente nel circuito di carica dopo un minuto dall'inizio di questa sotto 300 o 500 volt di tensione continua; un buon condensatore a carta paraffinata deve presentare, a 15°, una resistenza di isolamento di 5.000 ÷ 10.000 megaohm per microfarad. Se si determina poi il valore della corrente al termine d'un secondo minuto di carica, e la differenza fra le due correnti si esprime come percentuale della prima di esse, questo valore può assumersi ad indice del comportamento di polarizzazione del condensatore; esso, nei buoni condensatori, raggiunge l'ordine del 25 ÷ 30 %.

Conseguenza pratica dei fenomeni ora accennati è che la capacità apparente si mostra maggiore per la corrente continua e le basse frequenze che per quelle più alte. In verità però una gran parte delle applicazioni nel campo telefonico non richiede molta esattezza nei valori della capacità, che vengono specificati generalmente entro il ± 10 %. Basta allora, per la misura pratica di questa, l'impiego del galvanometro balistico su cui il condensatore si scarica dopo una carica di 10″ sotto 30 V di tensione continua.

Quanto al fattore di potenza, nei buoni condensatori telefonici lo si trova inferiore al 0,5 % (il che corrisponde a un angolo di perdita

di circa 17'); nei tipi « Mansbridge », data la più alta resistenza degli elettrodi, esso risulta leggermente maggiore che nei tipi ad elettrodi di lamina metallica. *Cst.*

LINEE E CONDUITURE.

C. R. FIELDER — **Il cavo telegrafico sottomarino con resistenza terminale.** (J. I. E. E., Londra, gennaio 1932, LXX, 421, pag. 169-175, con 8 fig.).

Il cavo telegrafico sottomarino compensato su tutta la lunghezza non si presta per il funzionamento in duplex, poichè non è stato ancora possibile costruirgli una linea artificiale equivalente; migliori risultati si ottengono aumentando lo spessore del nastro di ferro di compensazione nella zona centrale e rastremandolo verso le estremità fino a togliere completamente il ferro dai terminali per un certo tratto. I vantaggi del cavo compensato sono più evidenti con le correnti a frequenza maggiore (fino a 60 p/s), poichè il coefficiente di attenuazione risulta tanto minore quanto più elevata è l'induttanza della linea (di solito minore di 120 mH/km). Il cavo di tipo modificato si chiama anche *con compensazione a cono*. Le prese di terra ai terminali sono bilanciate mediante resistenze; esse sono in numero di due. La presa di terra ad ogni estremità è fatta in mare profondo ad una distanza dalla costa variabile fra 110 e 270 km; la resistenza di bilanciamento verso terra è sistemata fra la presa di terra e l'estremità del conduttore di ritorno.

L'A riporta alcune formule per il calcolo dell'impedenza delle due estremità del cavo, e dell'attenuazione dell'intensità della corrente; gli elementi che bisogna misurare sul cavo sono: la resistenza, l'induttanza, la capacità e la conduttanza (G). Di solito quest'ultima grandezza è trascurabile alle basse frequenze usate in telegrafia, essa può tuttavia essere calcolata con la seguente formula valida per i cavi telegrafici normali:

$$G = 0{,}01\ \omega\ C$$

in micromho/km quando C sia espresso in μF/km. La resistenza ohmica del conduttore deve aumentarsi di una certa quantità, calcolata con la formula:

$$R_a = Af + Bf^2$$

dove A e B sono due costanti che tengono conto delle perdite per isteresi e correnti parassite nella spirale di ferro. La resistenza del circuito di ritorno attraverso alla terra è poi valutabile con la formula:

$$R_s = 0{,}0027\ f \text{ in ohm/km.}$$

L'induttanza propria del conduttore di rame varia da 1,6 mH/km (per $f = 5$ p/s) a 0,8 mH/km (per $f = 60$ p/s). Essa è poi da correggersi in più per tenere conto del nastro di ferro sovrapposto, ed in meno, dal 12 al 15 %, a seconda della profondità alla quale il cavo dovrà essere posato. *I. L.*

H. KLEWE — **Misure di induttanza mutua su linee con ritorno a terra a Skillingaryd.** (E. N. T., dicembre 1931, VIII, 12, pag. 533-538, con 4 fig.).

Per iniziativa della Direzione dei Telegrafi svedese vennero eseguite nell'ottobre 1930 nel Poligono del tiro a segno della città di Skillingaryd, posta a sud di Jönköping, misure di induttanza mutua fra linee con ritorno attraverso la terra, e precisamente con gli stessi procedimenti ed apparecchi già usati per le prove analoghe compiute nel 1928 in Germania.

Le esperienze vennero condotte per distanze comprese fra 1 m e 3000 m e per frequenze da 16 $^2/_3$ a 2000 p/s; la corrente inducente era di circa 1 A: come generatori si adottarono gruppi dinamo-elettrici per le basse frequenze, valvole a tre elettrodi per le più alte frequenze.

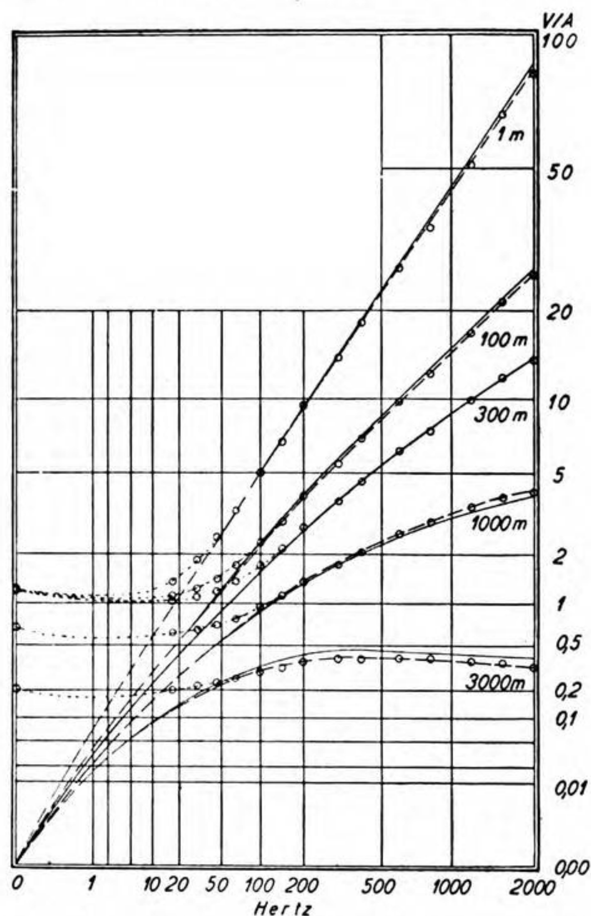


Fig. 1. — Risultati delle prove di Skillingaryd. Rapporto V/A fra tensione indotta e corrente inducente in funzione della frequenza e per diversi valori della distanza fra le due linee.

ooo punti sperimentali — — — — diagramma estrapolato
———— diagramma calcolato in base alla conducibilità media del suolo.

Per effetto della piccola conducibilità del terreno, realizzando le terre con circa 500 m di piattina di ferro sepolta a piccola profondità, la resistenza della linea inducente, inclusa la terra, ammontava a circa 55 Ω; così che per la limitata potenza del generatore la corrente inducente

risultò forzatamente assai minore che nelle prove precedentemente fatte in Germania (1 A invece di 2,5 A). La resistenza delle terre per la linea indotta ammontò a circa 100 Ω. Il parallelismo era di 5 km e la lunghezza della linea inducente di 7 km per ridurre, mediante un opportuno allontanamento delle terre, l'accoppiamento elettrico (galvanico) da esse prodotto.

Le misure hanno nuovamente confermato la teoria di Pollaczeck ed hanno in pari tempo dimostrato, che il terreno è nella località delle prove praticamente omogeneo; risulta perciò possibile di rappresentare con notevole esattezza tutti i valori misurati in base ad un unico valore della conducibilità media, che in relazione alla natura geologica (gneiss) del terreno è molto bassa e ammonta precisamente a $4{,}4 \cdot 10^{-6}$ cm/(Ω·cm²). Corrispondentemente sono molto elevati i valori riscontrati per l'induttanza mutua, che alle frequenze ordinarie e per distanze abbastanza grandi risulta 25 e persino 50 volte maggiore di quella ottenuta nelle precedenti prove, eseguite in Germania.

Malgrado le precauzioni usate risultò particolarmente notevole la grandezza dell'accoppiamento elettrico (galvanico) fra le terre relative alle due linee, per modo che, col diminuire della frequenza, la tensione misurata sulla linea indotta, invece di tendere a zero, tende al valore relativo al suddetto accoppiamento per il caso di corrente continua. Corrispondentemente l'angolo di fase fra la tensione indotta e la corrente primaria aumenta notevolmente a bassa frequenza, raggiungendo quasi i 180°. Tuttavia, estrapolando in base al valore medio della conducibilità del terreno dalle frequenze elevate verso le più basse, possono facilmente ottenersi le curve teoriche che prescindono dal fenomeno anzidetto.

La fig. 1 rappresenta precisamente i risultati misurati, quelli calcolati in base alla teoria di Pollaczeck-Carson e quelli estrapolati per le basse frequenze.

Considerando a titolo di esempio il caso di una linea telefonica, che presenti un parallelismo di 30 km di lunghezza, ad una distanza di 3 km da una linea ferroviaria a corrente alternata monofase ($16\,^2/_3$ p/s), e supponendo che l'effetto di compensazione della corrente nei binari equivalga al 50 %, la tensione indotta da una corrente di corto circuito di 1500 A assumerebbe, in relazione ai risultati delle diverse esperienze eseguite, i seguenti valori:

prove di Skillingaryd: 563 volt,
» » Münsingen: 21,0 » ,
» » Oldenburg: 15,3 » ,
» » Döberitz: 7,8 » (per estrapolazione).

In base alle curve dell'induttanza mutua per terreni normali date dal C. C. I. si avrebbe una tensione di 22,0 volt. *S. 3.*

MATERIALI.

M. J. O. Strutt — **La permeabilità del ferro, del nichel e del cobalto fra 10^6 e 10^7 periodi al secondo.** (Z. S. f. Phys., 13 aprile 1931, LXVIII, 9-10, pag. 632-658, con 9 fig.).

Lo studio della permeabilità ad alta frequenza delle sostanze ferromagnetiche, data la sua importanza per la tecnica, fu oggetto di numerose esperienze; nelle varie ricerche furono utilizzate diverse gamme di frequenza, ma complessivamente si hanno abbondanti risultati nel campo delle lunghezze d'onda da 4.000 m fino a qualche micron. In generale si è trovato, che al disotto di 10 micron la permeabilità delle sostanze ferromagnetiche è eguale a quella dell'aria, mentre al crescere

della lunghezza d'onda essa tende al valore statico o normale. Esperienze di Wwedensky e Theodortschik diedero tuttavia un massimo di permeabilità assai spiccato per la lunghezza d'onda di circa 100 m, tanto per il ferro, quanto per l'acciaio e per il nichel. Nel laboratorio della Philips ad Eindhoven furono fatte numerose esperienze al riguardo (e sono quelle esposte nel presente studio), ma non si trovò traccia di tali anomalie nella permeabilità.

Per le misure si manda corrente ad alta frequenza in un filo del diametro di $30 \div 60\ \mu$ costituito dal materiale che si vuole studiare; la stessa corrente passa anche in un filo di materiale non ferromagnetico, che serve a ricavarne l'intensità; tutto il sistema si trova in un'ampolla ad alto grado di vuoto. Si misurano direttamente le f. e. m. di natura termoelettrica al contatto di due metalli diversi; si passa di qui a trovare, per il filo che interessa, il rapporto fra la resistenza opposta alla corrente ad alta frequenza e quella opposta alla corrente continua. Questo rapporto è funzione della permeabilità e permette quindi di ricavarne il valore, in base all'ipotesi semplificativa, che la permeabilità stessa sia indipendente dall'intensità del campo e che l'isteresi sia trascurabile. Le condizioni di esperienza sono tali da garantire, che l'errore complessivo nel risultato è in ogni caso al disotto del 2 %, quando la predetta ipotesi risulti ammissibile. Le esperienze sono state eseguite a frequenze comprese tra 1 e 10 megahertz (lunghezze d'onda fra 300 e 30 m).

Si trova che per il ferro la permeabilità è sull'ordine del centinaio, e diminuisce al crescere della frequenza e al crescere della intensità di corrente; per il nichel abbiamo invece valori attorno a 20; in nessun caso però si sono notate anomalie nella variazione della permeabilità in funzione della frequenza.

Si è pensato che sulla permeabilità potesse avere influenza un eventuale preriscaldamento; fu perciò scaldato il filo fino a 400°, ma non si rilevò una legge di variazione diversa dalla precedente. Così pure non si ebbero differenze sensibili collocando tutto il sistema in un recipiente circondato dall'aria liquida, oppure facendo agire sul filo un campo magnetico esterno di alcune migliaia di unità assolute. *P. G.*

MISURE.

J. B. Johnson — **L'oscillografo a raggi catodici.** (Bell S. T. J., gennaio 1932, XI, 1, pag. 1-27, con 36 fig.).

L'A ricorda i principi fisici, sui quali si basa il funzionamento dell'oscillografo catodico, e precisamente la deflessione elettrostatica e magnetica di un pennello di raggi catodici; in seguito descrive i vari tipi di oscillografi, illustrandone i successivi sviluppi e progressi: si passano così in rassegna il tubo di Braun del 1897 a deviazione magnetica, seguito da quello di J. J. Thomson (1897) a deviazione elettrostatica, il tubo di Wehnelt (1905) con catodo caldo, che richiede bassa tensione anodica, il tubo della Western del 1922 e quello di Von Ardenne a macchia molto luminosa, del 1929. Tutti questi tipi sono a visione diretta della traccia del pennello catodico su uno schermo fluorescente.

Nel 1914, in Francia, Dufour introduce una camera fotografica all'interno del tubo: questo oscillografo presenta molte possibilità di registrazione estese anche ai casi di frequenze altissime (fino a 10 megahertz) e di elevate tensioni. Oggi si fanno, per usi di questo genere, tubi in metallo alimentati a 50.000 volt.

L'A descrive in seguito in modo particolare il tubo Western a bassa tensione, riempito di argon a 0,01 mm/cm² di pressione. La possibilità di avere all'oscillografo catodico la scala lineare dei tempi mediante i

noti dispositivi a oscillazioni di rilasciamento, ne ha accresciuto notevolmente i pregi e la diffusione.

Fra le varie applicazioni l'A ricorda il tracciamento dei cicli di isteresi, la misura della distorsione negli amplificatori, il confronto di due frequenze, lo studio della distribuzione azimutale dei disturbi atmosferici.

L'oscillografo catodico a bassa tensione, dato il suo modico prezzo e le sue innumerevoli possibilità e risorse, diverrà certamente uno strumento di uso corrente nella tecnica anche all'infuori delle ricerche di laboratorio. *G. Sac.*

PIEZOELETTRICITÀ.

A. Houot — **Il quarzo piezoelettrico e le sue applicazioni alla telegrafia e telefonia senza fili.** (R. G. E., 6 febbraio 1932, XXXI, 6, pag. 177-186, con 23 fig.).

L'A esamina in un ampio articolo monografico la parte, che può essere assunta nelle applicazioni radio dal quarzo, e si sofferma particolarmente sul problema della stabilizzazione della frequenza delle stazioni trasmittenti, stabilendo in quali condizioni può essere meglio utilizzata la piezoelettricità dei cristalli. *G. Cc.*

RADIOCOMUNICAZIONI DIRETTIVE.

C. J. Madsen — **L'orientamento degli aeroplani per via radio.** (The El. J., marzo 1932, XXIX, 3, pag. 114-117, con 7 fig.).

Il volo dei velivoli è attualmente reso possibile anche senza la bussola per mezzo di speciali radiofari. Il radiofaro consta di due quadri verticali disposti secondo le diagonali di un quadrato; i due quadri sono alimentati con corrente a radiofrequenza modulata rispettivamente a 65 ed a 86 e 2/3 Hz. Se un aeroplano si dirige verso il radiofaro seguendo la bisettrice dell'angolo formato dai due quadri esso riceverà le due onde modulate con eguale ampiezza; basterà quindi installare a bordo dell'aeroplano un apparecchio radioricevente ed uno strumento di misura dell'intensità delle due onde modulate. Quest'ultimo può essere costituito semplicemente da due lamine vibranti tarate per le due frequenze suddette e da un elettromagnete alimentato dall'apparecchio radioricevente; il pilota si manterrà sulla rotta giusta manovrando in modo che le ampiezze di vibrazione delle due lamine siano eguali. Si può raggiungere lo stesso risultato anche con un apparecchio ad indice.

Il radiofaro stabilisce quattro rotte ad angolo retto orientabili nelle direzioni di maggiore traffico; è anche possibile cambiare l'angolo fra le rotte, modulando le onde emesse dai due quadri con diversa ampiezza. L'approssimazione di questo metodo è di circa 1°,5. Un tipo di radiofaro mobile montato su un autocarro è stato recentemente costruito per usi speciali; la potenza sul quadro è di 200 W, l'onda portante ha una frequenza compresa fra 225 e 375 kHz ed il raggio d'azione è di 32 km. L'orientamento può anche essere reso acustico invece che visivo; in tal caso i due quadri effettuano emissioni modulate secondo le due lettere *a* ed *n* corrispondenti ai segnali Morse · — e — · ; se la direzione è giusta, i due segnali si sovrappongono e si sente nel telefono un suono continuo; se invece il velivolo devia, l'uno o l'altro dei due segnali prevale e il pilota ha il modo di correggere la rotta.

Per l'atterraggio alla cieca il pilota segue la rotta segnata dal radiofaro locale, fino a portarsi sul campo di aviazione, e poi quella data da un radiofaro mobile orientato sul campo secondo la direzione di

più facile atterraggio. I limiti del campo vengono segnalati mediante radiosegnali ricevibili dal pilota soltanto negli istanti in cui attraversa questi limiti: seguendo tali indicazioni, il pilota percorre diverse volte il campo in senso opposto abbassando gradualmente la sua quota, in modo da toccare terra secondo una linea di dolce pendenza. *I. L.*

TELEGRAFIA E TELESCRITTURA.

H. Salinger e A. F. Schönau — **Il dispositivo vibrante di Gulstad come applicazione dei fenomeni di trascinamento.** (E. N. T., dicembre 1931, VIII, 12, pag. 527-533, con 15 fig.).

E' noto, che nei lunghi cavi telegrafici i segnali trasmessi sono soggetti ad una distorsione, la quale influisce dannosamente sopra tutto sui segni più brevi (punti Morse), mentre i segni più lunghi (tratti e pause di ugual lunghezza) giungono all'estremo ricevente con intensità relativamente maggiore. In questi casi trova notevoli applicazioni il dispositivo vibrante di Gulstad, che utilizza un relais di ricezione con due avvolgimenti, dei quali uno, detto avvolgimento ausiliario, trovasi in un circuito ad interruzione automatica, per modo che, anche quando l'altro,

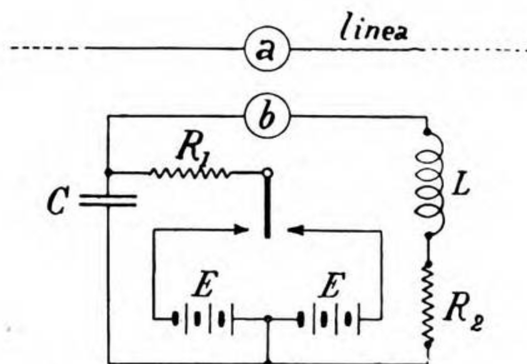


Fig. 1. — Schema del dispositivo di Gulstad.

detto avvolgimento principale e inserito sul circuito telegrafico, non è percorso da corrente, l'armatura oscilla da una parte all'altra col ritmo dei punti Morse.

Il funzionamento del dispositivo presuppone l'uso del sistema di trasmissione « a doppia corrente », in cui le pause sono segnate da una corrente di separazione (o di spaziatura). Perchè il dispositivo di Gulstad dia il necessario rilievo ai segni brevi, occorre che il suo ritmo proprio di commutazione coincida approssimativamente con quello dei segnali in arrivo. Tuttavia, anche se lo scarto rispetto a questa coincidenza è apprezzabile, si ha, entro certi limiti, un fenomeno di trascinamento (o di asservimento o di sincronizzazione), che costituisce la principale ragione di successo del dispositivo ed è l'oggetto del presente studio.

In fig. 1 *a* e *b* rappresentano l'avvolgimento principale e quello ausiliario del dispositivo. In assenza di corrente in *a*, il contatto si muove alternativamente dall'una all'altra delle due posizioni estreme (se le connessioni sono fatte in modo, che in ciascuna delle due posizioni tenda a prodursi in *L* una corrente di tal senso da respingere il contatto

verso la posizione opposta, non appena la corrente abbia raggiunto una intensità adeguata). Quando arriva in *a* la corrente telegrafica variabile, che aggiunge la sua azione a quella della corrente locale circolante in *b*, l'intensità di quest'ultima, occorrente per l'inversione del contatto, risulta modificata e modificato quindi il ritmo del movimento.

Se si adottano ipotesi semplificative, fra cui quella di una variazione sinoidale della corrente in *a*, si può dimostrare teoricamente che, per ogni ampiezza di tale variazione, esiste un intervallo di frequenze (intorno alla frequenza propria del dispositivo), entro il quale il sistema tende ad assumere un regime stabile, ossia si verifica il trascinamento.

Le prove sperimentali, eseguite con un trasmettitore Wheatstone su un cavo artificiale, confermano le previsioni teoriche: in una di queste prove si è constatato ad es. che, con una frequenza propria del dispositivo di 25 p/s, l'intervallo di trascinamento o di sincronizzazione si estendeva dalla frequenza 19 alla frequenza 30. Giova notare, che anche nei casi, in cui il trascinamento completo, e quindi la sincronizzazione a regime non sono raggiungibili, lo studio sperimentale oscillografico è interessante, perchè solo in via sperimentale si può aver un'idea sicura del fenomeno transitorio, che si verifica durante i primi cicli di variazione della corrente di linea. E si deve tener presente che, nelle trasmissioni Morse, le successioni di soli « punti » sono limitate al massimo a 5 unità, così che di fatto il regime stazionario non viene raggiunto, e si percorre solo un certo tratto del regime transitorio. Dopo di che, sopravvenendo una « linea », il relais resta fermo e poi, quando ricompaiono impulsi brevi, esso riprende a vibrare secondo un nuovo regime transitorio. *S. 3.*

TUBI ELETTRONICI.

H. E. Hollmann — **Il Magnetron come resistenza negativa.** (Ann. d. Phys., 10 aprile 1931, VIII, 8, pag. 956-974, con 12 fig.).

Se abbiamo un diodo con un filamento rettilineo (catodo) disposto secondo l'asse di un cilindro metallico, che a sua volta costituisce l'anodo, possiamo studiare l'influenza, sui fenomeni che avvengono nel diodo, di un campo magnetico applicato dall'esterno. Provando dapprima, per un dato valore costante della tensione anodica, ad applicare un campo secondo l'asse del cilindro, si vede che al disotto di un certo valore esso non produce alcun effetto e la corrente anodica resta al valore di saturazione; per valori maggiori di campo la corrente diminuisce assai rapidamente. I risultati ottenuti a questo modo su una stessa valvola variano col suo invecchiamento, il che si spiega con un peggioramento nel grado di vuoto interno. Si può anche, in via d'esperimento, lavorare con una valvola che è lasciata in comunicazione colla pompa a vuoto e mantenere in essa una certa pressione misurabile, per es. 2×10^{-4} mm di Hg. Si rileva, che le caratteristiche magnetiche variano completamente, se passiamo da cotesto valore di pressione ad un altro che sia ad es. dieci volte maggiore; in tal caso si osservano anche valori di corrente, maggiori della corrente di saturazione.

Questi fenomeni si possono spiegare pensando ad una forte ionizzazione del gas e ad un bombardamento, e conseguente riscaldamento, del filamento da parte degli ioni positivi. In tali condizioni le caratteristiche della valvola presentano anche tratti a resistenza negativa, che non possono tuttavia essere utilizzati per la produzione di oscillazioni ad alta frequenza a causa dell'inerzia, che accompagna il fenomeno termico.

Se si passa poi a determinare l'azione di un campo magnetico, la cui direzione formi un angolo α coll'asse del cilindro, si vede che al crescere di tale angolo l'influenza del campo diventa sempre meno sentita e le caratteristiche di corrente anodica in funzione del campo magnetico, costruite per diversi valori di α, hanno forme variabilissime. Nascono anche qui zone a resistenza negativa e queste potrebbero esser sfruttate per la produzione di oscillazioni ad alta frequenza.

Mettendo in equazione le condizioni del moto degli elettroni che partono dal filamento e sono soggetti al campo elettrico anodico e al campo magnetico esterno, si trova che essi descrivono traiettorie a spirale, le quali possono o meno incontrare l'anodo; questa considerazione dà modo di definire un valore critico di α, a partire dal quale la maggioranza degli elettroni non incontra più l'anodo e la corrente anodica scende di molto; tale valore si può calcolare per via puramente geometrica ottenendo un buon accordo col valore sperimentale. Una speciale luminosità locale sull'anodo, che si può vedere bene lavorando in condizioni di sovraccarico, indica il punto in cui l'anodo è colpito dagli elettroni. Esso si sposta se si varia l'intensità, ovvero l'orientamento del campo magnetico. *P. G.*

VIBRAZIONI MECCANICHE.

W. BRETZKE — **Oscillazioni di risonanza negli edifici.** (**Schalltechn., dicembre 1931, IV, 6, pag. 96-99, con 3 fig.**).

Le vibrazioni prodotte da macchine in movimento possono venir trasmesse ad edifici posti anche a distanza di alcune centinaia di metri, destando in essi vibrazioni intollerabili, mentre non è escluso che altri fabbricati più vicini ne rimangano esenti.

Si cita il caso di un motore Diesel che produceva vibrazioni impercettibili nel suo locale, e invece vibrazioni notevolissime in edifici distanti fra i 300 ed i 400 m. In uno di questi, ad esempio, le oscillazioni, favorite dalla forma del fabbricato stretto e alto, avevano a pianterreno un'ampiezza di 0,5 micron, mentre al terzo piano erano 150 volte maggiori. L'esperienza dimostrò che esisteva uno squilibrio nelle masse in movimento del compressore del Diesel; escluso dal funzionamento tale compressore, le vibrazioni non erano più neanche percettibili al vibrometro Schenk che dà un'amplificazione di 400 volte.

Come rimedio può anche scegliersi quello di variare il numero di giri della macchina, assicurandosi però che non si vengano a mettere, in tal modo, in risonanza altri fabbricati circostanti.

Per una motrice a vapore, la quale faceva vibrare un fabbricato a distanza di oltre 300 m, il rilievo dei valori delle ampiezze di oscillazione dell'edificio in funzione del numero di giri, permise di determinare che, mentre alla velocità normale di 146 giri al minuto la detta ampiezza era di circa 0,19 mm, essa diveniva di 0,06 mm alla velocità di 155, e praticamente nulla a quella di 160.

Nella tecnica moderna è buona norma il provvedere, se possibile, pei nuovi fabbricati l'isolamento antivibratorio delle fondazioni. *Rz.*

--- CRONACA TECNICA ---

APPLICAZIONI VARIE.

La riflessione delle onde sonore da parte della superficie terrestre offre, com'è noto, una semplice e comoda possibilità per la **misura acustica dell'altezza di un velivolo** rispetto ad essa. Un altimetro basato su tale principio viene costruito dalla G. E. Co. e trovasi descritto nella *G. E. R.* del gennaio 1932. La sorgente sonora è costituita da una sirena ad aria compressa, montata in un megafono trasmettitore, che

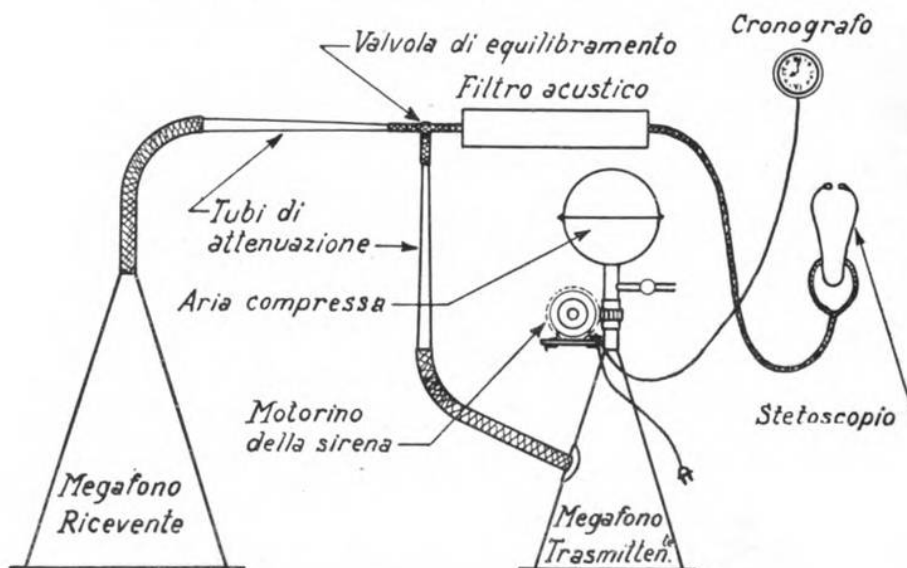


Fig. 1. — Schema dell'altimetro acustico G. E. Co. per velivoli.

dirige il segnale dal velivolo verso il suolo. Le brevi emissioni della sirena si succedono automaticamente con un ritmo, che viene regolato a piacere mediante un reostato.

L'eco del segnale viene ricevuta con l'aiuto di un secondo megafono. Per mezzo di tubi flessibili e di tubi attenuatori e attraverso una apposita valvola, il segnale emesso e quello ricevuto giungono successivamente, dopo esser passati per un filtro acustico, allo stetoscopio biauricolare dell'osservatore. Questi ha dinanzi un cronografo, il cui quadrante può essere graduato direttamente in metri di altezza dal suolo. Per un osservatore esercitato i due segnali appariscono ancora distinti,

quando il velivolo è già disceso ad un paio di metri dalla superficie che riflette il suono. D'altro lato l'eco può essere di regola percepita fino ad altezze di circa 250 m, se il motore è in moto, e a più di 400 m, se l'apparecchio è in volo librato. Parecchi atterraggi « alla cieca » sarebbero stati effettuati felicemente con l'aiuto dell'altimetro acustico.

Fra i pregi di esso è da rilevare il fatto, che vien utilizzato l'orecchio e lasciato libero lo sguardo dalla necessità di osservare, per lo stesso scopo, altri strumenti ed il suolo. Il pilota, costretto a navigare nella nebbia od entro nuvole basse, non ha più la preoccupazione di trovarsi improvvisamente vicino a terra ed ha modo di mantenersi ad un'altezza, che rende il volo sicuro per questo riguardo. *Di.*

ELETTROACUSTICA.

A proposito di una recente pubblicazione del Vogt sul **condensatore parlante** (recensita in *A. F.,* 1932, I, p. 92) il dott. L. Bernard, di Venezia, richiama, con una lettera nella *E. T. Z.* del 12 maggio 1932, le esperienze che fin dal 1901 egli intraprese insieme con lo Strum nell'Istituto Elettrotecnico di Aachen, costruendo con buoni risultati un primo tipo di altoparlante elettrostatico. Un'applicazione successiva fu quella di un ronzatore elettrostatico per correnti industriali, come strumento di controllo. Ora che l'altoparlante a condensatore acquista maggiore importanza fra gli altri tipi per grandi potenze, è opportuno ricordare i primi tentativi svolti per realizzare tale apparecchio. *Di.*

IMPIANTI E ACCESSORI RADIOTECNICI.

La G. E. Co. ha sviluppato un tipo di **stazione radiotelefonica ad onde ultracorte**, che utilizza le lunghezze d'onda comprese fra 5,8 e 8,5 m, ossia le frequenze tra 51,7 e 35,3 megahertz (*G. E. R.,* gennaio 1932). Com'è noto, alle frequenze di questo ordine di grandezza, le caratteristiche di propagazione sono simili a quelle della luce ed è necessario, che la linea della visuale sia ininterrottamente libera fra le due stazioni corrispondenti, affinchè la comunicazione avvenga nel miglior modo. Gli apparecchi debbono quindi essere collocati in posizioni elevate, scelte convenientemente. Otto installazioni di questo genere, con trasmettitori della potenza di 200 W, sono state fornite per i collegamenti telefonici nell'arcipelago delle isole Hawaii. *Di.*

ISTITUTI - SCUOLE - ESPOSIZIONI - CONGRESSI.

Anche nel 1931, come già negli anni precedenti, si è svolta la **conferenza annuale dei professori di comunicazioni elettriche nelle scuole superiori tedesche,** i quali si sono riuniti presso l'Ufficio centrale della Reichspost a Berlino per uno scambio di vedute su diversi argomenti d'interesse tecnico e scientifico. Le riunioni, di cui dà notizia la *T. F. T.* del novembre 1931, durarono quattro giorni, e vennero presiedute dal dott. Ohnesorge, il quale nel discorso inaugurale espose succintamente il notevole lavoro compiuto nel 1930 dalla Reichspost per il miglioramento delle elettro-comunicazioni in Germania.

Relazioni e discussioni nel campo della radiotecnica vennero svolte sulle caratteristiche dei nuovi trasmettitori radiofonici di Mühlacker e Heilsberg, costruiti rispettivamente dalla Telefunken e dalla Lorenz, e sulle relative misure di collaudo e sui dispositivi di controllo e di misura per l'esercizio. Particolare importanza venne data al rilievo delle

ondulazioni nelle correnti continue, che provocano una non desiderata modulazione; come indice dell'ondulazione si assume il rapporto del valore efficace della risultante di tutte le tensioni alternate alla componente di tensione continua.

Nuovi sistemi di misura per le tensioni e le potenze nel campo delle onde corte vennero illustrati; precisamente per la misura di tensione si è fatto ricorso all'effetto elettro-ottico di Kerr, ponendosi a confronto l'entità dell'effetto corrispondente ad una tensione di bassa frequenza con quella relativa alla tensione ad alta frequenza da misurare, mentre per la misura delle perdite dielettriche è stato utilizzato un nuovo tipo di calorimetro adatto per le alte frequenze. Con tali sistemi possono venire eseguite misure assolute di potenza per onde fino a 15 m con un'approssimazione del 2 %.

Nuovi esperimenti sulle onde ultra-corte e sulle oscillazioni di Barkhausen furono descritti; per la produzione di onde di alcuni metri vennero utilizzati un trasmettitore Lorenz con potenza telefonica di antenna di 0,3 kW e lunghezza d'onda di 6,75 m, ed un trasmettitore speciale a tre stadi con potenza di 150 watt e lunghezza d'onda di 9 m. Particolarmente notevoli risultarono gli effetti d'ombra provocati da edifici e da masse metalliche, in corrispondenza dei quali l'intensità diminuisce fino a 1/20 del suo valore.

In una comunicazione del prof. Zenneck furono riassunti e discussi i principali risultati, ottenuti con procedimenti di misura già altra volta esposti, degli studi sugli effetti di eco nello strato di Kennelly-Heaviside; si è trovato che l'altezza più frequentemente rilevata per tale strato è di circa 100 km e che essa risulta praticamente indipendente dalla distanza fra stazione trasmittente e stazione ricevente; tale strato appare essere non già orizzontale, ma variamente curvo, e le molteplici riflessioni osservate vengono spiegate come effettuantisi in più punti dello strato; inoltre la direzione di polarizzazione dell'eco varia con grande rapidità e corrispondentemente varia anche l'intensità dell'eco in rapporto a quella del segnale diretto.

Altre comunicazioni vennero svolte: dal prof. Barkhausen sugli effetti d'isteresi rotante in un disco di materiale ferromagnetico, fatto oscillare in un campo magnetico, risultando che la legge di smorzamento di tali oscillazioni dipende essenzialmente dall'essere o non essere oltrepassato nell'ampiezza di oscillazione un determinato angolo limite; dal Banneitz sulle prove di televisione già eseguite in alcune trasmittenti radiofoniche tedesche e su quelle in corso di esecuzione mediante trasmettitori a onda corta e tubi di Braun; e dall'Eppen sulla scelta dell'ubicazione dei grandi trasmettitori in relazione con l'affievolimento dei segnali.

Altre relazioni poi svilupparono argomenti di acustica applicata, particolarmente nei riguardi dell'isolamento sonoro, che viene espresso per mezzo del logaritmo del rapporto fra le energie sonore incidente e trasmessa da una parete isolante, e dei sistemi di eliminazione e di misura dei rumori perturbatori negli uffici postelegrafonici e in genere negli ambienti chiusi.

Nel campo della telefonia a grande distanza vennero esposte e discusse questioni relative alla telefonia a due bande, alla intelligibilità nel caso di modulazione telefonica con bassa frequenza portante (5000 p/s), ai diversi procedimenti usati per la misura della modulazione di frequenza e di fase nei trasmettitori telefonici, alla costruzione delle reti telefoniche e all'applicazione nei circuiti a grande distanza dei così detti soppressori di reazione, che consentono di diminuire notevolmente o anche di annullare l'attenuazione residua. Altre comunicazioni ebbero per oggetto nuovi sistemi per la determinazione dell'attenua-

zione d'eco, per la eliminazione delle riflessioni fra due linee di diversa impedenza caratteristica mediante l'inserzione di speciali linee artificiali; si riferì circa la moderna telefonia ad alta frequenza su linee aeree; nè mancarono comunicazioni relative a speciali problemi sulla trasmissione telegrafica, sui telescrittori, e sui nuovi materiali isolanti, che trovano attualmente applicazioni nei diversi organi della telefonia.
S. 3.

TELEGRAFIA E TELESCRITTURA.

In un articolo comparso nell'*E. T. Z.* del 31 marzo 1932 viene passato in rassegna lo **stato attuale di sviluppo degli apparecchi per telegrafia,** secondo uno studio di H. H. Harrison.

Per la trasmissione a distanza di segni convenzionali è necessario che il ricevitore possa valutare le intensità di corrente dei segni in arrivo in modo da riprodurli esattamente: esso deve perciò essere in sincronismo coll'apparato trasmittente non solo riguardo alla velocità ma anche alla fase. Perciò i due motorini sono provvisti di adatti dispositivi regolatori e correttivi. La velocità dell'organo di comando dell'apparato può essere regolata meccanicamente, elettromeccanicamente, elettricamente. La regolazione dello spostamento di fase si può eseguire inviando speciali impulsi di correzione, o per mezzo di segni telegrafici, o per mezzo di sincronizzazione di avviamento e arresto del dispositivo scrivente.

Vi sono due tipi di apparecchi trasmettitori, a tasto e a striscia forata. Quelli riceventi devono apprezzare il segno trasmesso e stamparlo sulla zona di carta.

Gli apparecchi Baudot sono stati recentemente perfezionati, grazie all'uso di un comando con ruota fonica e forchetta di regolazione, l'adozione di un dispositivo di foratura a tasto, la trasmissione di un suono di chiamata, ecc.

Per evitare distorsioni nelle trasmissioni si adotta il relais vibratorio di Gulstad, che lavora con regolazione automatica e si può adattare a qualunque velocità di trasmissione telegrafica.

Circa l'utilizzazione delle linee è da ricordare il sistema Diplex, che fa uso di diverse intensità di corrente nello stesso circuito. Inoltre facendo uso di distributori rotanti si può azionare colla stessa conduttura un notevole numero di apparati.

Circa i futuri sviluppi della telegrafia, si deve tener presente che in Europa quasi tutte le gestioni telegrafiche statali sono passive, mentre in America le società, che eserciscono telegrafi, danno dividendi. Questo dipende, è vero, specialmente dalla configurazione geografica dell'America, perchè i telegrafi hanno un maggior rendimento quando si tratta di maggiori distanze; ma occorre, ad ogni modo, cercar di ridurre le spese di personale utilizzando meglio gli impianti. *T. S.*

*

Ricorre quest'anno il **centenario della invenzione del telegrafo elettrico** per opera di Samuele Morse, il quale avrebbe scoperto il principio dell'apparecchio, che ha reso celebre il suo nome, durante il viaggio compiuto sul piroscafo « Sully » per ritornare dall'Europa negli Stati Uniti d'America, sua patria.

Come per tutte le invenzioni che hanno stabilito l'inizio di una nuova era, la leggenda si innesta nella storia e la fantasia colorisce le vicende della loro origine. Così Samuele Finley Breese Morse, nato a Char-

lestown nel 1791, sarebbe stato, a quanto riferisce la *R. G. E.* del 28 maggio 1932, un pittore di quadri di soggetto storico, ed avrebbe soggiornato dal 1811 al 1815, e poi dal 1829 al 1832, in Europa, onde perfezionarsi nella sua arte. Nel 1832 appunto si sarebbe imbarcato sul piroscafo « Sully », sul quale si trovava il dottore C. H. T. Jakson di Boston, che, avendo seguito le ricerche del Pouillet sugli elettromagneti, aveva con sè alcune pile ed un elettromagnete. Durante gli ozi di bordo, pare che al Morse fosse venuta l'idea di approfittare degli effetti elettromagnetici della corrente elettrica per trasmettere a suo mezzo segnali a distanza.

Secondo le informazioni che nel 1884 dava al riguardo *La Lumière Électrique*, solo nel 1837 l'apparato Morse venne realizzato, ma il Morse stesso affermò, che la idea dell'apparato e le basi del sistema telegrafico gli erano venute in mente durante la traversata ed erano state concretate nella settimana seguente all'arrivo in patria.

Il centenario del telegrafo è stato commemorato il 14 maggio di quest'anno mediante una diffusione radiofonica ad onde corte, alla quale parteciparono varie personalità, tra cui il Senatore Marconi, il dott. Sarnoff, presidente della Radio Corporation d'America, e la figlia stessa del Morse, ottantenne, abitante a Parigi.

A Washington nella stessa camera e cogli stessi apparecchi usati dal Morse, la sua nipote, Miss Leila Livingston Morse lanciò al mondo lo stesso messaggio, che era stato mandato per comunicare l'invenzione del telegrafo. *e. s.*

TUBI ELETTRONICI.

Di un nuovo tipo di **valvola termoionica a grande amplificazione** riferisce L. Sutherlin in un articolo pubblicato in *The El. J.* del marzo 1932. Tale tubo elettronico è particolarmente destinato all'accoppiamento con le celle fotoelettriche. La sua principale caratteristica è il consumo ridottissimo del circuito di griglia, cui corrisponde un elevato valore della resistenza interna griglia-filamento. La corrente di placca è di 8,5 mA quando i potenziali di griglia e di placca sono rispettivamente di — 12 e di + 95 V. Il filamento, del tipo a rivestimento con ossidi metallici, assorbe una corrente di 1,05 A e richiede una tensione di 6 V. Il fattore di amplificazione della tensione risulta fra 3,8 e 4; la durata della valvola giunge a 22.000 ore. Per il montaggio si procede nel seguente modo: nel circuito di griglia della cella fotoelettrica si mette in serie una resistenza di molti megaohm, in modo che anche una corrente debolissima possa produrre una sensibile differenza di potenziale, e agli estremi della resistenza si collegano il filamento e la griglia della valvola amplificatrice, mentre nel circuito di placca di questa si dispone lo strumento di misura o il relais di comando. *I. L.*

VARIE.

Nell'*Annuario 1930-31 del R. Istituto Tecnico di Alessandria* è descritto l'**impianto di fono-diffusione** del quale è stato recentemente fornito il detto Istituto. Esso consente alle scolaresche, nelle aule, di ascoltare in altoparlante trasmissioni radiofoniche, musica riprodotta localmente da dischi mediante un rilevatore elettrogrammofonico (*pick-up*), comunicazioni o conferenze del preside o di altro insegnante che parli dinnanzi ad apposito microfono, discorsi di persone lontane ed even-

tualmente anche in altra città; a questo scopo il sistema può essere allacciato alla linea telefonica urbana.

Nelle sue parti essenziali l'impianto è costituito da un amplificatore di alta frequenza a due stadi, destinato alle ricezioni radiofoniche, di un amplificatore di bassa frequenza a tre stadi, e di quattro gruppi amplificatori di potenza. Questi ultimi alimentano i trentaquattro altoparlanti elettrodinamici delle aule, alla cui eccitazione di campo si è provveduto con un raddrizzatore unico. Gli apparecchi di regolazione e di comando sono accentrati nella presidenza, in particolare i trentaquattro commutatori che servono all'inserzione dei singoli altoparlanti.

A. G.

*

Il *Bulletin des Schweizer Elektrotechnischen Vereins* del 15 aprile 1932 riporta l'elenco dei **simboli grafici internazionali per gli impianti a corrente debole** (telegrafia, telefonia, radio) stabiliti dalla Commissione Elettrotecnica Internazionale (C. E. I.). I simboli sono preceduti da brevi note storiche sui lavori che hanno portato la C. E. I. a promulgarli; questa si è basata sulle conclusioni del Comitato di studi, composto dai rappresentanti dei principali paesi, la cui segreteria internazionale fu affidata al Comitato Elettrotecnico Svizzero (C. E. S.). Il rapporto illustra anche i concetti che hanno presieduto alla scelta dei simboli.

A. Bs.

-- LIBRI E PUBBLICAZIONI --

E. MONTU'. — *Radio - Come funziona, come si costruisce una stazione radio trasmittente ricevente* - 8ª edizione. — U. Hoepli, Milano, 1932. — Un volume di 948 pagine, con 1000 figure e 93 tabelle. — Prezzo L. 60.

Le edizioni del volume del Montù si sono succedute accompagnando con successo il rapido fiorire delle applicazioni radiotecniche e principalmente della radiodiffusione. E' quindi naturale che il volume, pur continuando ad essere destinato principalmente ai dilettanti, offra loro nella nuova veste, insieme con un più ricco corredo di cognizioni teoriche, anche l'ausilio e la guida per la determinazione degli elementi costruttivi inerenti non solo alle stazioni di ricezione, ma altresì a quelle di trasmissione.

La vasta materia è divisa in 31 capitoli. L'A espone dapprima e per esteso un insieme di nozioni fondamentali di radiotecnica. Tratta poi della generazione e propagazione delle radioonde, della valvola termoionica e delle sue realizzazioni più moderne; e si sofferma a lungo sui fenomeni della ricezione e della trasmissione e sugli schemi ad essi relativi. Passa poi ad un esame particolareggiato degli apparati, del sistema aereo-terra, delle bobine d'induttanza, dei condensatori, dei trasformatori, dei rivelatori a cristallo, dei telefoni, degli alimentatori, e via dicendo. Capitoli appositi sono dedicati ai filtri, al controllo della voce ed a consigli pratici inerenti alla costruzione ed alla verifica dei radioricevitori. Una serie di utili tabelle precede i capitoli dedicati alle misure radiotecniche ed alle norme per la radiotrasmissione. Il volume si chiude con un dizionarietto di terminologia radiotecnica redatto in quattro lingue. Va notato il lodevole proposito, che l'A si è prefisso, di non ricorrere all'uso di una inutile terminologia straniera.

La veste tipografica è assai curata, le figure sono nitide, l'informazione è ricca e aggiornata; così che appaiono ben giustificati il continuo successo e la crescente diffusione di quest'opera nella vasta cerchia di radiocultori e radioamatori, cui essa è destinata.

R. G.

*

R. FLEISCHER u. H. TEICHMANN. — *Die lichtelektrische Zelle und ihre Herstellung.* — T. Steinkopff, Dresden und Leipzig, 1932. — Un volume di 275 pagine, con 201 figure. — Prezzo R. M. 12.

In questo volume viene particolarmente esposta la tecnica costruttiva delle celle fotoelettriche, e gli AA si soffermano in ispecie a considerare gli elementi interessanti il progetto e la fabbricazione di un fotoelemento.

Dopo una descrizione dell'effetto fotoelettrico esterno (effetto Hallwachs) viene studiata l'influenza, che esercitano la forma della cellula e la disposizione degli elettrodi sulle caratteristiche della cellula stessa. Altri elementi di somma importanza sono l'entità e la natura dei residui gasosi nella cellula: infatti la sensibilità di un fotoelemento,

in funzione della pressione gasosa, è massima per una determinata pressione. Inoltre, per effetto dei residui gasosi, le cellule hanno diversa sensibilità spettrale, e, al crescere della pressione, il massimo di sensibilità per effetto selettivo si sposta verso lunghezze d'onda sempre maggiori.

Vengono in seguito descritti i metodi usati per la preparazione e la sensibilizzazione dei catodi.

Segue una interessante rassegna di vari tipi di cellule adatte per misure di laboratorio, e dei tipi tecnici fabbricati e posti in commercio dalle principali Case costruttrici: questo elenco è di grande utilità per chi voglia orientarsi nella scelta di una cella che debba servire a determinati scopi.

Nella seconda parte del volume sono considerate le celle ad effetto interno, ossia gli elementi fotoresistenti, principalmente quelli al selenio ed al tallio.

Infine gli AA trattano delle cellule all'ossido di rame, delle loro caratteristiche, e della loro costruzione ed utilizzazione. Un rapido cenno è dato alle celle ad effetto Becquerel e ad un particolare effetto fotoelettrico che presentano alcuni cristalli.

Gli AA non hanno compilato un libro di volgarizzazione destinato ad una vasta cerchia di lettori, ma hanno raccolto un insieme di notizie veramente indispensabili al costruttore ed utilissime a chi vuol far uso, con serio discernimento, di celle fotoelettriche; poichè soltanto dalla completa conoscenza delle loro particolarità e caratteristiche può derivare un esatto criterio per valutare le possibilità di uso e l'opportunità di scelta fra i vari tipi esistenti. *G. Sac.*

*

H. SIMON u. R. SUHRMANN. — *Lichtelektrische Zellen und ihre Anwendung.* — J. Springer, Berlin, 1932. — Un volume di 373 pagine, con 295 figure. — Prezzo R. M. 34,20.

Nella prima parte del volume vengono esposte le leggi quantitative e qualitative che reggono i fenomeni fotoelettrici, nei quali si raggruppano le tre principali classi di effetti fotoelettrici: esterno, interno, e superficiale (Sperrschichtphotoeffekt).

Viene descritta in seguito la tecnica costruttiva delle cellule fotoelettriche, che è molto delicata e comporta lo studio di svariati problemi, quali la produzione di vuoti molto spinti, la loro misura, la preparazione dei catodi sensibili, ecc.

In seguito si descrivono i metodi di misura e di indagine sui fenomeni fotoelettrici. I dispositivi di misura su fotocelle sono elettrostatici od elettromagnetici: coi primi si ricorre all'uso di sensibili elettrometri, coi secondi si ricorre normalmente all'uso di amplificatori a triodi, che rendono più agevole e sensibile la misura.

Una determinazione delicata e difficile è quella della sensibilità spettrale di una fotocella: tale determinazione si può eseguire ricorrendo a speciali sorgenti luminose (ad es. a lampade a mercurio) di emissione spettrale nota e ad un monocromatore.

L'ultima parte del volume riguarda le applicazioni delle fotocelle; dalla lettura di queste pagine si può vedere quale importanza abbia acquistata ormai la cellula fotoelettrica nei più svariati rami dell'indagine scientifica e della tecnica.

La cella fotoelettrica può sostituire l'occhio in numerosi strumenti di misura: fotometri, spettrofotometri, colorimetri, pirometri, polarimetri, nefelometri, permettendo così di eseguire determinazioni precise, non influenzate da giudizi soggettivi.

Nel campo delle applicazioni pratiche si vede la cellula usata nella cinematografia sonora, nella telegrafia e telefonia ottica e a raggi invisibili, nella telefotografia e televisione. La cellula è infine un sensibile relais ottico, che può ad es. essere usato per comandare l'accensione dell'illuminazione pubblica in una zona cittadina, appena l'illuminazione diurna scenda sotto un determinato valore.

Il volume presentato sotto veste tipografica perfetta è corredato di molte nitide illustrazioni, mentre numerose indicazioni bibliografiche facilitano al lettore la possibilità di procurarsi più complete notizie su determinati argomenti. *G. Sac.*

*

R. Fischer u. H. Lichte. — *Tonfilm - Aufnahme und Wiedergabe nach dem Klangfilm-Verfahren.* — S. Hirzel, Leipzig, 1931. — Un volume di 456 pagine, con 378 figure, legato in tela. — Prezzo R. M. 27,80.

Questo ampio volume è costituito da un'organica successione di monografie, scritte da più di venti collaboratori, e vuol colmare una lacuna tuttora esistente nella bibliografia scientifica relativa ai problemi fisici e tecnici del film sonoro, malgrado le numerose pubblicazioni particolari comparse in questi ultimi anni su tale argomento.

Questo libro, dovuto ai tecnici della Siemens e della A. E. G., si limita allo studio del sistema di registrazione e di riproduzione Klangfilm-Tobis, e risente in troppe parti di questa limitazione, mentre lo sviluppo sia scientificamente, sia tecnicamente perfetto di molti dei capitoli fa sentire vieppiù al lettore il disappunto di non trovarsi di fronte ad un'opera più generale sul film parlato.

La prima metà del libro è dedicata ai fondamenti fisici dei sistemi di cinematografia sonora.

Dopo un brevissimo cenno storico ed un richiamo ai tre procedimenti più comuni di registrazione del suono (fotografico a densità variabile, fotografico ad area variabile, a disco fonografico) si ha un esauriente articolo sulla cellula Karolus ad effetto Kerr, dove è particolarmente discussa la possibilità di una fedele modulazione ottica della intensità luminosa mediante questa cellula. Seguono un articolo piuttosto succinto sulle cellule fotoelettriche e poche pagine sulla incisione elettrica dei dischi grammofonici e sulla riproduzione di essi mediante il « pick-up ».

Magistrali sono gli articoli sui fondamenti scientifici della registrazione fotografica del suono, sui microfoni e sugli altoparlanti, sulle distorsioni lineari e non lineari collegate coi procedimenti di amplificazione elettrica e coi processi fotografici di registrazione ottica del suono.

La seconda parte del libro descrive nei particolari la realizzazione tecnica di un apparecchio di presa e di proiezione di film sonoro. In questa parte sono essenzialmente descritti i dispositivi costruiti dalla A. E. G. e dalla Siemens. Tranne poche pagine dedicate alla registrazione e riproduzione grammofonica, il resto riguarda i metodi di registrazione e riproduzione ottica. Sono descritti più specialmente i metodi di sviluppo e di trasporto fotografico, gli artifizi atti a garantire il sincronismo, i vari gruppi amplificatori necessari sia alla presa, sia alla proiezione sonora, i particolari dispositivi di presa cinematografica sonora per il « reportage » cinematografico.

Un capitolo sull'acustica edilizia ed una descrizione degli « ateliers » di presa cinematografica sonora della U. F. A. a Neubabelsberg presso Berlino chiudono il volume. *E. P.*

BREVETTI

Dispositivo a bobina ibrida per collegamenti telefonici.

Brevetto italiano n. 289038 (Standard Elettrica Italiana). - Patente dal 24-4-1930. - Pubblicato il 2-10-1931. - Diritto di priorità dal 3-5-1929.

Il dispositivo normale di bobina ibrida per il passaggio di un collegamento telefonico da due a quattro fili, si compone di due trasformatori, il primo dei quali comprende gli avvolgimenti primari di linea L_1, L_2 (fig. 1) e quelli secondari di trasmissione L_5, L_6, mentre il se-

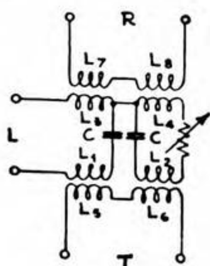


Fig. 1.

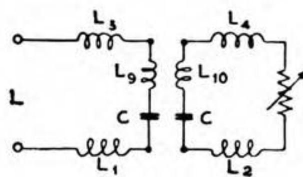


Fig. 2.

condo comprende i primari di ricezione L_7, L_8 ed i secondari di linea L_1, L_2. I condensatori C servono per attenuare e quindi praticamente escludere dal collegamento le frequenze molto basse. Per ottenere un buon equilibramento del sistema occorre che gli avvolgimenti corrispondenti $L_1 - L_2$, $L_3 - L_4$, $L_5 - L_6$ ed $L_7 - L_8$ presentino simmetria

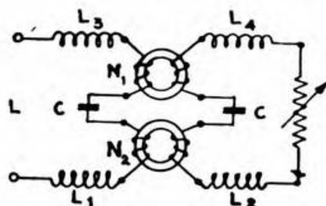


Fig. 3.

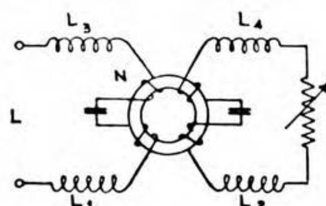


Fig. 4.

capacitiva rispetto alla massa; perciò è buona regola costituire gli anzidetti avvolgimenti corrispondenti con un unico doppino intrecciato. Tale dispositivo presenta però l'inconveniente di non attenuare in misura maggiore le alte frequenze a paragone delle basse: la presenza delle alte frequenze può occasionare distorsioni transitorie, che peggiorano la qualità del collegamento. Avvolgendo invece separatamente

i circuiti corrispondenti, le alte frequenze si attenuano, ma l'equilibramento peggiora.

Tali inconvenienti, secondo il ritrovato, vengono eliminati, mantenendo il sistema di avvolgimenti a doppino intrecciato, e inserendo in serie coi condensatori C le bobine aggiuntive L_9, L_{10} (fig. 2). Queste ultime possono essere frazionate in due parti ed avvolte, metà per metà, (fig. 3) su nuclei N_1, N_2: in tal caso le due metà inserite nel circuito di equilibramento possono essere avvolte in senso opposto oppure concorde. Finalmente, le due coppie di bobine aggiuntive possono pure essere disposte su un unico nucleo N (fig. 4). *M. S.*

Vibratore elettromagnetico per la registrazione e riproduzione dei suoni.

Brevetto italiano n. 289283 (The Gramophone Co. Ltd, Hayes - Middlesex). - Patente dal 16-4-1930. - Pubblicato il 12-10-1931. - Diritto di priorità dal 13-5-1929 (Gramophone Co., E. M. Payne, F. H. Dart).

Il ritrovato concerne un perfezionamento apportato ai vibratori elettromagnetici, nei quali la posizione di riposo della parte vibrante è stabilita dalle forze magnetiche. Il concetto fondamentale dell'invenzione sta nell'aver disposto la parte vibrante a lamina fra due espansioni polari di una stessa polarità; durante la vibrazione lo spessore dell'intraferro rimane costante, mentre varia la sezione dell'intraferro attraversata dal flusso magnetico. La lamina vibrante può anche essere disposta fra due coppie di espansioni polari di polarità opposta, così che durante lo spostamento della parte vibrante, se una delle sezioni di attraversamento del flusso aumenta, l'altra diminuisce.

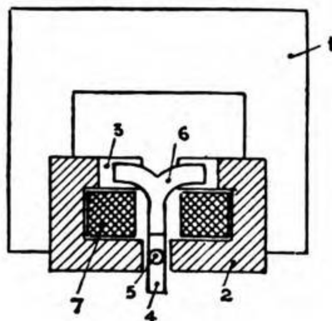


Fig. 1.

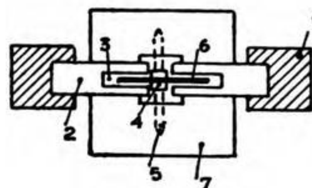


Fig. 2.

Il ritrovato può essere realizzato a mo' di esempio, col dispositivo rappresentato in sezione verticale in fig. 1 ed in sezione orizzontale in fig. 2. Un magnete 1 ad U rovesciato porta le espansioni polari 2 a foggia di branche, nel cui spazio interno è sistemata la bobina elettrica 7. In ciascuna delle due branche superiori è praticata una fessura longitudinale 3; e nello spazio così risultante è collocata l'ancora vibrante 6, formata da un stelo e da due bracci laterali, foggiata a lamina e costituita di materiale magnetico. L'ancora è portata da un pezzo di materiale assai leggero, foggiato a T, formato da una parte 4 verticale e da una parte 5 orizzontale. Le estremità di quest'ultima vengono imperniate su due viti fisse, oppure su due cuscinetti di

gomma. Il complesso 4, 5, 6 può quindi oscillare intorno ad un asse orizzontale. Se l'apparecchio è riproduttore, alla parte 4 porta-ancora verrà connessa la membrana, mentre se l'apparato deve servire quale organo di presa fono-elettrica, il porta-ancora viene corredato di una punta. L'apparecchio è particolarmente sensibile, mentre non è influenzato da eventuali errori di parallelismo tra la lamina vibrante e le espansioni polari attive. *M. S.*

Sistema di emissione radiofonica circolare multipla ad onde uguali.

Brevetto italiano 283323 (Lorenz C.A.G., Berlino). - Patente dal 7-11-1929. - Pubblicato il 4-3-1931. - Diritto di priorità dal 17-11-1928.

Nei comuni sistemi di emissioni multiple di radiofonia circolare ad onde uguali, com'è noto, alle varie stazioni trasmittenti viene inviata, per cavo o per radio, una frequenza di pilotaggio. E' opportuno che tale frequenza sia mantenuta assai bassa, ad esempio qualche migliaio di periodi, mentre alle varie stazioni di emissione si effettueranno successive moltiplicazioni di frequenza in cascata. Secondo il ritrovato, è conveniente disporre alle stazioni di emissione di un preventivo amplificatore della frequenza di pilotaggio, seguito da alcuni stadi in cascata di moltiplicazione di frequenza: questi stadi si compongono ciascuno di tre parti: un amplificatore aperiodico, un moltiplicatore a nucleo di ferro oppure a triodi ed un dispositivo filtrante per l'eliminazione delle frequenze parassite e di disturbo. Le singole parti ora menzionate vengono accuratamente protette da schermi.
M. S.

Perfezionamenti ai sistemi di trasmissione di immagini, specialmente su onda corta

Brevetto italiano n. 285378 (Telefunken G. f. d. T., Berlino). - Patente dal 15-1-1930. - Pubblicato il 9-5-1931. - Diritto di priorità dal 16-1-1929.

Nella trasmissione di immagini su collegamenti ad onda corta si verifica il noto fenomeno di sfrangiatura (diffusione) dei segnali ricevuti, a causa dei diversi percorsi che l'onda può contemporaneamente compiere nella sua propagazione dal trasmettitore al ricevitore. Per ottenere una registrazione nitida è necessario ridurre di molto la velocità di trasmissione dell'immagine: ma ciò diminuisce pure notevolmente l'efficienza commerciale del collegamento. Secondo il ritrovato, per eliminare tale inconveniente, si propone di trasmettere contemporaneamente più immagini a velocità ridotta. Sostanzialmente la gamma di frequenze assegnata al trasmettitore viene frazionata in più canali, tanti quante sono le trasmissioni contemporanee da effettuare. La larghezza di questi canali è ridotta, in relazione alla diminuita velocità di trasmissione delle immagini, ad un valore sufficiente per mantenere separate le trasmissioni.

Ad esempio, gli impulsi fotoelettrici suscitati nelle cellule fotoelettriche dalle diverse trasmissioni contemporanee, mosse tutte da un unico organo di comando di esplorazione, moduleranno diverse frequenze portanti, ottenute, ad esempio, intercettando i fasci luminosi di esplorazione delle immagini, mediante dischi, sincronicamente mossi, provvisti di diversi numeri di fori. Le basse frequenze modulate così ottenute attraverseranno opportuni filtri di separazione, e quindi a loro volta moduleranno in blocco il trasmettitore. Alla ricezione, i canali vengono separati alla bassa frequenza mediante opportuni filtri e le correnti così ottenute agiscono sui separati dispositivi elettro-lumi-

nosi cui sono affidate le registrazioni delle immagini. I vari ricevitori d'immagine sono tutti in blocco sincronicamente comandati e messi in fase mediante un unico organo di comando. *M. S.*

Perfezionamenti ai sistemi anti-fading regolatori di sensibilità dei ricevitori.

Brevetto italiano n. 288818 (Comp. Générale de Télégraphie Sans Fils, Parigi). - Patente dal 13-8-1930. - Pubblicato il 23-9-1931. - Diritto di priorità dal 4-9-1929.

Nei noti dispositivi antifading, in cui viene variata la sensibilità degli stadi di alta frequenza in funzione dell'intensità dell'onda portante ricevuta, è necessario inserire nel circuito di controllo un dispositivo ad elevata costante di tempo, affinchè, insieme con l'onda portante, non venga livellato anche il ritmo della modulazione. Perciò tali dispositivi, mentre funzionano perfettamente sotto fading lenti, divengono inefficienti e talvolta magari dannosi sotto l'azione di fading molto rapidi. Ad esempio nel complesso antifading rappresentato in fig. 1,

Fig. 1.

dove *A* è lo stadio rettificatore ed *L* lo stadio di comando antifading, se in un determinato istante l'intensità dell'onda portante aumenta, si ottiene un forte aumento di corrente anodica del triodo in *L* e quindi si manifesta una forte caduta di tensione ai morsetti della resistenza R, caduta che, riportata sulle griglie degli amplificatori di alta frequenza, li insensibilizza. Contemporaneamente si carica il condensatore *C*. Se, subito dopo, l'onda portante diminuisce bruscamente d'intensità, malgrado la diminuzione di corrente anodica del triodo in *L*, a causa dell'elevata costante di tempo del circuito *R C*, la resistenza *R* continua ad essere percorsa da corrente, questa volta dovuta alla scarica del condensatore *C* : gli stadi amplificatori continuano ad essere insensibilizzati, fin tanto che il condensatore non si sia completamente scaricato.

Secondo il ritrovato tale inconveniente può venir eliminato, limitando la corrente in *R* al minimo valore occorrente per portare gli stadi amplificatori al punto di buona sensibilità; e ciò si ottiene provvedendo l'antifading di un sistema limitatore suppletivo.

Si può ad esempio rendere limitatore lo stesso triodo in *L* : basta inserire nel suo circuito di griglia una resistenza *W* di elevato valore, la quale, com'è noto, introduce un gomito superiore nella caratteristica del triodo. Occorrerà naturalmente raggiungere una precisa regolazione sia della tensione di controbatteria B_1, sia della tensione della batteria anodica B_2. A complemento, si può aggiungere la resistenza *r*,

atta a produrre, per tramite della resistenza *R*, quella polarizzazione preventiva agli stadi di alta frequenza, che è necessaria per portarli in buone condizioni di sensibilità, in corrispondenza dell'intensità media e normale dell'onda portante ricevuta.

La fig. 2 rappresenta un analogo schema a comando meccanico. La corrente anodica nello stadio rettificatore *B* comanda il relais *S* in modo da fornire allo stadio *A* di alta frequenza, una polarizzazione di

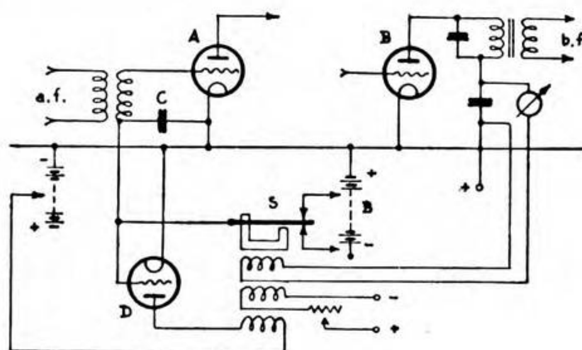


Fig. 2.

griglia minima o massima, così che la sensibilità dello stadio vari fra il valore ottimo e lo zero. L'effetto limitativo è introdotto dal triodo *D*, la cui griglia è portata alla tensione della polarizzazione, mentre la corrente anodica circola in un avvolgimento suppletivo del relais. Il sistema è regolato in modo da limitare la tensione al condensatore *C* al valore minimo occorrente, perchè lo stadio *A* sia portato in buone condizioni di sensibilità. *M. S.*

Sistema di manipolazione di trasmettitori radiotelegrafici.

Brevetto italiano n. 282147 (Marconi W. T. Co., Londra). - Patente dal 18-9-1929. - Pubblicato il 3-2-1931. - Diritto di priorità dall'8-11-1928 (Marconi W. T. Co. e G. A. Mathieu).

Per manipolare i trasmettitori radiotelegrafici si fa normalmente uso di un soccorritore a due contatti, di cui però uno solo è elettricamente attivo. Tenendo conto del tempo occorrente al pulsante per passare da un contatto all'altro, ne consegue che, specie ad alte velocità di manipolazione, l'elemento di spaziatura ha una lunghezza notevolmente diversa dall'elemento di segnalazione : ciò porta a difficili regolazioni sia del complesso di manipolazione e dei relativi relais all'emissione, sia del relais e dell'ondulatore alla ricezione.

Per eliminare tale inconveniente si può, secondo il ritrovato, attuare un dispositivo, mediante il quale ambedue i contatti elettrici del soccorritore sono resi elettricamente attivi, ed inoltre il trasmettitore viene artificialmente mantenuto nelle condizioni elettriche stabilite dall'ultimo contatto, mentre il pulsante passa da un contatto all'altro : l'inversione si effettua quando il pulsante, a fine corsa, tocca l'altro contatto.

Un dispositivo di questo genere è ad esempio realizzato nello schema in fig. 1. Il soccorritore *S* inserisce o esclude la tensione di polarizzazione di griglia dello stadio amplificatore, che è comandato da

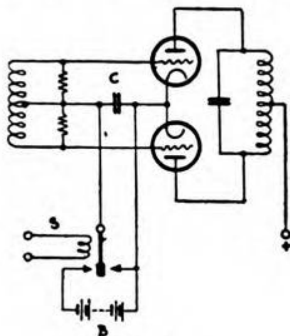


Fig. 1.

un precedente oscillatore pilota. Il condensatore *C* mantiene le condizioni precedenti durante il passaggio del pulsante da un contatto all'altro. *M. S.*

Produzione di onde ultracorte con spinterometri.

Brevetto italiano n. 286297 (Telefunken G. f. d. T. e W. Ludenia, Berlino). - Patente dal 9-11-1929. - Pubblicato l'8-6-1931. - Diritto di priorità dal 22-11-1928.

Come è noto, mediante un dispositivo a spinterometro si riesce a generare onde ultracorte di debolissima potenza. Secondo il ritrovato, si può aumentare la potenza facendo agire contemporaneamente più spinterometri, azionati da un'unica sorgente di energia, e disponendoli

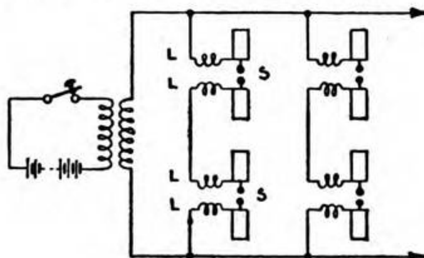


Fig. 1.

così che le scintille si susseguano nel giusto ordine ed in esatta concordanza di fase. Gli spinterometri possono venir disposti in parallelo, oppure in serie, oppure in collegamento misto, su un solo o su più trasformatori di alimentazione. Quando gli spinterometri *S* (fig. 1) siano collegati in serie, è opportuno accoppiarli alla sorgente di alimentazione per tramite di reattanze *L*, costituite da filo di ferro, oppure da bastoni di silite o analoghe. Gli irradiatori possono convenientemente venir disposti nei fuochi di opportuni dispositivi a specchi riflettenti. *M. S.*

Sistema ed apparecchi per la trasmissione e la ricezione di onde modulate.

Brevetto italiano n. 285101 (Radio Corporation of America, New York). - Patente dal 21-12-1929. - Pubblicato il 1-5-1931.

Il noto « diversity system » della R. C. A., mentre dà ottimi risultati nella ricezione di onde continue, si manifesta meno efficace nella ricezione di onde modulate. Anche quando il parallelo dei vari ricevitori è fatto sulla bassa frequenza, le diverse correnti di b. f. possono risultare differentemente sfasate. Infatti, sotto l'azione del fading, non solo variano le ampiezze delle singole frequenze componenti lo

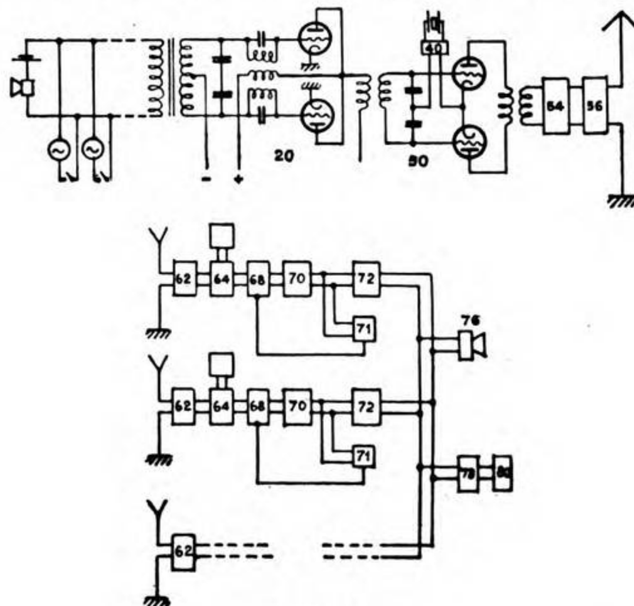


Fig. 1.

spettro trasmesso, ma si possono anche verificare variazioni relative di fase nelle singole frequenze ricevute dalle antenne diverse: quest'ultime variazioni si traducono, dopo la rettificazione, in sfasamenti fra le diverse correnti di bassa frequenza. Tale inconveniente viene eliminato applicando la modulazione in frequenza, anzichè in ampiezza, alla trasmissione, e contemporaneamente effettuando una ricezione per differenza: tale sistema permette pure la contemporanea applicazione del regolatore di volume e del limitatore alla ricezione con ottimi risultati, e si presta anche per effettuare la trasmissione telegrafica modulata multipla, nonchè la radiotrasmissione di immagini ed analoghe.

In fig. 1 è rappresentato schematicamente tutto il sistema. All'emissione la bassa frequenza modula in frequenza l'oscillatore 20, in cui il triodo superiore ha il circuito di griglia regolato alla frequenza limite superiore, mentre quello inferiore ha il circuito di griglia regolato alla frequenza limite inferiore della banda che si vuole ottenere. E' opportuno che tale oscillatore generi una frequenza intermedia colla

quale viene modulato l'oscillatore di alta frequenza 40, per tramite del modulatore 50, a soppressione della frequenza portante. In 54 viene quindi filtrata una delle bande laterali, la quale viene adeguatamente

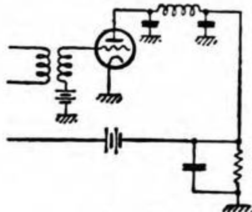


Fig. 2.

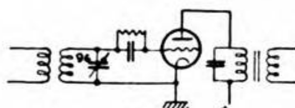


Fig. 3.

amplificata in 56. Le correnti ricevute vengono amplificate ad a. f. in 62, e rivelate in 64; le conseguenti correnti a m. f. vengono amplificate in 68, attraversano il limitatore 70 e penetrano nell'analizzatore-raddrizzatore 72, dove la modulazione di frequenza viene trasformata in modulazione in ampiezza; le correnti così ottenute vengono infine rettificate. Le basse frequenze poste in parallelo agiscono sul riproduttore 76, oppure, nel caso della telegrafia modulata multipla, sul traslatore 80, attraverso opportuni filtri 78. I ricevitori sono inoltre corredati di regolatori di volume 71, il cui schema di massima è rappresentato in fig. 2. Le figg. 3 e 4 rappresentano due schemi di analizzatori-rettificatori. Nel primo, il circuito oscillante 96, preposto al triodo rettificatore, è sintonizzato su una frequenza sita verso una estremità della gamma delle frequenze agenti all'entrata, mentre nel secondo schema, più efficace, i circuiti oscillanti 102 e 104 sono sintonizzati su due frequenze site verso le estremità opposte della gamma delle frequenze in arrivo, mentre il trasformatore di uscita agisce differenzialmente.

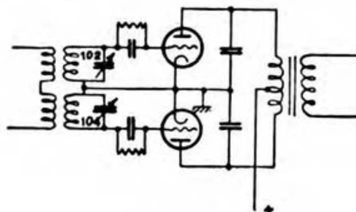


Fig. 4.

M. S.

Sistema ricevitore di onde ultracorte.

Brevetto italiano n. 286391 (Telefunken G. f. d. T. e W. Ludenia, Berlino). - Patente dall'11-11-1929. - Pubblicato il 10-6-1931. - Diritto di priorità dal 22-11-1928 [1].

Si è sperimentalmente trovato, che il noto schema Barkhausen « a campo di frenamento » per la generazione di onde ultracorte, si presta altresì ad essere bene impiegato come sistema ricevente. Allo

(1) Corrispondente al brevetto inglese 336846, patente dal 22-11-1929, pubblicato il 10-12-1930.

scopo, basta poter regolare con grande finezza la leggera tensione negativa applicata all'anodo del triodo, il che si ottiene per mezzo del potenziometro *P* di regolazione (fig. 1). Nel circuito anodico viene inserito il telefono, oppure un dispositivo di accoppiamento ad un normale amplificatore. La griglia è portata ad una elevata tensione posi-

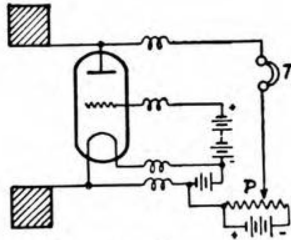


Fig. 1.

tiva. Il sistema di captazione dell'energia può venir connesso fra l'anodo ed il catodo, oppure fra il catodo e la griglia, oppure infine fra l'anodo e la griglia. Opportune impedenze per l'altissima frequenza sono disposte fra gli elettrodi e le sorgenti di alimentazione.

M. S.

— NUOVI APPARECCHI —

Ricevitore radiofonico a doppio cambiamento di frequenza.

(costruito dalla Società Nazionale delle Officine di Savigliano)

L'apparecchio radioricevente a cambiamento di frequenza sfrutta, come è noto, il fenomeno dei battimenti, col risultato di trasformare le oscillazioni in arrivo che hanno diversa frequenza, a seconda della trasmissione che si vuole ascoltare, in una oscillazione di frequenza fissa e prestabilita. Ciò si ottiene facendo interferire con l'oscillazione che si vuol ricevere un'altra oscillazione, prodotta da un generatore locale (eterodina) incluso nell'apparecchio stesso, di cui la frequenza F_e è regolata in modo che differisca, in più o in meno, da quella F_a dell'oscillazione in arrivo per un valore costante F_m, eguale alla frequenza fissa prestabilita (« media frequenza »).

Di conseguenza per ogni valore della frequenza F_e dell'eterodina si possono ricevere contemporaneamente due oscillazioni di frequenza :

$$F_a = F_e \pm F_m.$$

Questo fenomeno di doppia ricezione (« doppia immagine »), congenito col principio stesso del cambiamento di frequenza, è assai molesto; il problema della sua eliminazione ha molto complicato ed ostacolato lo sviluppo industriale dell'apparecchio a cambiamento di frequenza.

La soluzione oggi generalmente adottata consiste nell'impiego di stadi preselettori ad alta frequenza con comando unico di tutti i condensatori variabili. Questa soluzione, implicando l'impiego e « l'allineamento » di più condensatori variabili, introduce le difficoltà costruttive e di « messa a punto » proprie dell'apparecchio a più circuiti ad accordo variabile. Inoltre, a causa del grado di selettività spesso limitato degli stadi di preselezione, (specialmente in relazione con l'eventuale presenza di una potente trasmittente locale), impone un limite minimo al valore di frequenza, che si può scegliere come « media frequenza ».

Questa limitazione porta a sua volta notevoli complicazioni ed impedisce di sfruttare appieno tutte le possibilità, in ispecie riguardo alla selettività, che il cambiamento di frequenza offre, in virtù appunto del vantaggio di poter operare su frequenze molto più basse di quelle in arrivo.

Una diversa soluzione del problema è permessa dal doppio cambiamento di frequenza : un primo stadio amplificatore a frequenza intermedia notevolmente alta provvede alla eliminazione dell'inconveniente descritto, in quanto che, su tutta la scala del ricevitore, la se-

conda immagine esce fuori dalla gamma di frequenze dei servizi di radiodiffusione; invece le funzioni di selezione di banda e di amplificazione sono affidate ad una seconda serie di stadi, pur essi ad accordo costante, operanti su frequenza bassissima (alcune decine di kilohertz), attraverso ad un secondo cambiamento di frequenza.

Secondo questo principio è realizzato l'apparecchio Di-Super-6 (brevetto De Giorgi) di cui lo schema elettrico di principio è rappresentato in fig. 1.

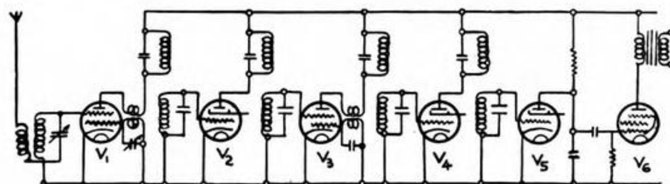


Fig. 1. — Schema elettrico di principio dell'apparecchio Di-Super-6.

Esso è costituito da 6 tubi riceventi più quello rettificatore, cioè dal numero minimo, che l'attuazione del circuito esige; è stata infatti affidata ad ogni stadio una funzione differente.

Il primo tubo a sinistra V_1 è un bigriglia, che opera il battimento con la frequenza in arrivo. Il secondo V_2 amplifica questo primo battimento di frequenza sufficientemente elevata per evitare la « seconda immagine ». Segue un altro tubo bigriglia V_3 che opera il secondo

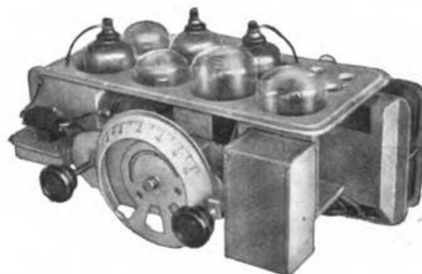


Fig. 2. — Telaio in alluminio fuso senza involucro esterno.

cambiamento di frequenza, dando luogo ad un battimento a frequenza bassissima. Questo viene a sua volta amplificato dallo stadio V_4 e demodulato quindi dal tetrodo a griglia schermo V_5, operante per caratteristica di placca. Fa seguito il pentodo V_6 di potenza, che assicura una potenza indistorta di uscita di 4 watt.

La regolazione dell'intensità di suono si effettua agendo sulla polarizzazione di griglia dei due tubi amplificatori, V_2 e V_4, che sono del tipo « multi-mu ». I collegamenti intervalvolari sono tutti a filtro di banda. La selettività dei due filtri della « prima media » è prevista

con esuberante sicurezza per evitare in modo assoluto il prodursi di « seconda immagine » per battimento sul secondo oscillatore.

Tra i vari pregi che il sistema presenta sembrano particolarmente notevoli i seguenti:

a) « Selezione di banda » a circa 2 × 3.5 kilohertz, indipendentemente dal valore della frequenza delle oscillazioni in entrata.

b) Stabilità, nonostante l'impiego di tubi speciali a forte pendenza ed amplificazione, dovuta a ciò, che ogni stadio lavora su frequenza differente e che per di più il secondo stadio di amplificazione lavora su una frequenza bassa, per cui gli effetti reattivi sono trascurabili.



Fig. 3 — Vista dell'apparecchio Di-Super-6 chiuso.

c) Eliminazione di interferenza delle armoniche del primo oscillatore, dato che restano tutte al disopra della gamma di ricezione dell'apparecchio e precisamente sopra i 1900 kilohertz. D'altra parte le armoniche del secondo oscillatore non disturbano, perchè si è fatto in modo che quelle, che potrebbero interferire, risultino già di ordine superiore al quarto e quindi di intensità insufficiente a creare interferenze udibili.

Nelle figg. 2 e 3 è rappresentato l'apparecchio nella sua attuazione industriale. Caratteristica principale è la compattezza del montaggio, affidato ad una incastellatura in alluminio fuso (fig. 2), che contiene appositi alloggiamenti per i tubi elettronici ed i vari organi. La schermatura è completata da un involucro esterno in lamiera di ferro (fig. 3), che serve anche di protezione meccanica ai tubi e a tutto il materiale contenuto.

-- INFORMAZIONI E NOTIZIE --

Azienda di Stato per i Servizi Telefonici. — 1°) *Cavo telefonico dell'Italia meridionale e della Sicilia.* — L'Azienda di Stato per i Servizi Telefonici sta posando un cavo telefonico interurbano sotterraneo, che, partendo da Napoli (dove si collegherà con quello già esistente fra Napoli, Roma e l'Italia settentrionale), raggiungerà Salerno, proseguendo poi per Atena dove si biforcherà per Potenza-Bari da una parte e per Cosenza-Catanzaro-Reggio Calabria-Messina-Catania-Caltanissetta-Palermo dall'altra.

La lunghezza dell'intero cavo sarà di circa 110 km e comprenderà 18 stazioni amplificatrici. La potenzialità delle singole tratte sarà la seguente:

Napoli-Atena	bicoppie	94 + 1	schermata,
Atena-Bari	»	49 + 1	» ,
» Tiriolo (Catanzaro)	»	68 + 1	» ,
Tiriolo-Reggio C.	»	64 + 1	» ,
Messina-Palermo	»	39 + 1	» .

Lo stretto di Messina sarà inizialmente attraversato a mezzo di 3 cavi sottomarini in guttaperca della lunghezza di km 15 circa e della potenzialità di 27 circuiti.

2°) *Cavo telefonico tra il Continente e la Sardegna.* — Si è recentemente ultimata la posa del cavo telefonico sottomarino Sardegna-Continente, che ha la lunghezza di km 250 circa ed è il più lungo cavo telefonico sottomarino del mondo. Il conduttore centrale è formato di un filo di rame di circa mm 3, sul quale sono avvolti ad elica 5 nastri pure di rame dello spessore di mm 0,32 e quindi una spirale di filo di ferro del diametro di mm 0,2. L'isolamento di questo conduttore è ottenuto con 3 strati concentrici di guttaperca, con i quali l'anima del cavo raggiunge il diametro di mm 11,8 circa. Sulla guttaperca è applicato un nastro di cotone tannato, quindi un nastro di rame dello spessore di mm 0,1 per proteggere la detta anima dai danni delle « teredo ». Su tale nastro è poi avvolta una corona di 52 fili di rame del diametro di mm 0,75 ed il tutto è quindi fasciato con un nastro di cotone, imbevuto di miscela a base di paraffina, nonchè con una imbottitura di fili di juta tannata, destinata a ricevere l'armatura del cavo. Questa è costituita da una corona di 24 fili di acciaio zincato del diametro di mm 2,41 avvolti ad elica. Su di essa è finalmente avvolta una fasciatura esterna costituita da due nastri di tela di juta catramati, avvolti in senso opposto.

Questo costituisce il cavo del tipo detto « da fondo », cioè da posarsi per la maggior parte del percorso a grande profondità, percorso lungo il quale si raggiungono fondali di oltre m 1000. Il diametro esterno del cavo è di circa mm 27 ed il suo peso di circa 1,750 kg/m. Per i tratti costieri sono adottate armature più pesanti cioè costituite con filo di ferro di maggior diametro (mm 7,62) e sono altresì adottate anime protette con tubo di gomma per prevenire deterioramenti chimici

della guttaperca. Il cavo di cui trattasi, oltre alla comunicazione telefonica, che ne forma lo scopo principale, permetterà di effettuare 2 comunicazioni telegrafiche in duplice, delle quali però una sola sarà attivata per il momento. Tali due comunicazioni telegrafiche saranno realizzate nel modo seguente: una si otterrà col sistema delle correnti vettrici, utilizzando a tal fine correnti di frequenza tra 2500 e 3000 p/s, che è già al disopra di quelle indispensabili per le comunicazioni telefoniche, e l'altra col sistema delle correnti infraacustiche, cioè utilizzando correnti di frequenza al disotto di quelle utili per le comunicazioni telefoniche.

[*Per ogni altro particolare su questo collegamento si può consultare nel presente fascicolo*: G. PESSION: Nuova comunicazione telefonica Continente-Sardegna - *n. d. r.*].

3°) *Cavo telefonico Torino-Modane.* — E' allo studio la posa del cavo telefonico interurbano sotterraneo Torino-Modane, via Rivoli-Susa-Bardonecchia, della lunghezza di km 105 circa. Detto cavo servirà per le comunicazioni con la Francia, l'Inghilterra, la Spagna e derivazioni. *G. P.*

*

Comunicazioni elettriche in Germania (1931). — Dal consueto rapporto annuale dell'Ufficio centrale della Reichspost (T.R.A.), riassunto dalla rivista *T. F. T.* (gennaio 1932) si rileva che particolarmente notevole è stato lo sviluppo delle comunicazioni elettriche in Germania nell'anno 1931.

Telefonia. — La rete di cavi interurbani è stata sensibilmente ampliata, sia con linee interne, sia con linee internazionali; nuovi tipi di cavi oltre a quelli normali (indicati con le lettere da A a H) sono stati introdotti con diversi rapporti fra il numero dei circuiti a due e a quattro fili, per adattarsi opportunamente alle differenti condizioni del traffico. Sono pure stati adottati, in parallelo con cavi già esistenti, nuovi cavi interurbani senza mantello di piombo interno. Sono state rese più severe le tolleranze ammesse circa i valori della diafonia fra bicoppie vicine; è poi risultato possibile di limitare il bilanciamento verso terra del cavo, in rapporto alle perturbazioni prodotte da correnti forti, ai soli conduttori dello strato esterno, considerando le differenze nelle capacità parziali verso terra.

In relazione con le più severe esigenze imposte per la diafonia nel caso di circuiti in cavo per trasmissioni in relais di emissioni radiofoniche, è stato costruito dalla Siemens e Halske un nuovo tipo di misuratore di attenuazione, che a seconda del tipo di diafonia considerato consente la misura di attenuazioni fino a 12,5 o a 16 neper. E' pure stato migliorato un tipo preesistente di oscillografo, in modo da permettere rilievi su frequenze dell'ordine di 10.000 p/s, ed è stato realizzato un nuovo tipo di linea artificiale, basato sull'applicazione del telegrafono di Poulsen, per la misura dei tempi di propagazione.

Fra la Germania e la Danimarca è stato posato un nuovo cavo sottomarino, munito di una coppia musicale e di 22 bicoppie, adatte alla trasmissione con doppia banda di frequenze.

Il numero dei circuiti tedeschi a 4 fili in esercizio alla fine del 1931 ammontava a 380 (contro 292 alla fine del 1930).

In relazione con l'entrata in servizio di un nuovo cavo con la Svezia, nel quale è stato inserito un nuovo tipo di amplificatore, sono state eseguite in Stralsund parecchie prove per la determinazione dell'attenuazione ammissibile in tratti di cavo sottomarino; essendo risultata la possibilità di adottare attenuazioni sensibilmente maggiori di quelle usate in precedenza, è stato inserito sul nuovo cavo pupinizzato

con la Danimarca (Rostock-Nykjöbing) un nuovissimo tipo di amplificatore in cascata, che presenta un guadagno massimo di 5,25 neper a 800 p/s, e che, con un livello di potenza di circa + 1,5 neper nella direzione terra-mare, fornisce senza distorsione una potenza di 150 mW.

Sono pure stati sviluppati nuovi dispositivi antidistorcenti, sia di uso generale, sia per ovviare alle variazioni di attenuazione prodotte dalle oscillazioni stagionali di temperatura nei cavi a pupinizzazione leggera. E' stata definitivamente fissata in 800 ohm l'impedenza di entrata e di uscita dei dispositivi terminali a forchetta dei ripetitori. E' stata perfezionata l'eliminazione dei rumori perturbatori, inserendo nel circuito di accensione, oltre che una bobina d'impedenza, un condensatore elettrolitico avente una capacità di circa 12.000 μF, costruito per una tensione massima di esercizio di 16 V. Notevoli perfezionamenti sono stati apportati ai tipi di triodi BO, CO e OCK costruiti dalla Siemens, con lo scopo di diminuire l'intensità della corrente di accensione, portandola ad un valore metà di quello finora usato; da parecchie ditte sono stati sviluppati speciali ripetitori per abbonati con e senza altoparlante. Sono pure stati studiati dei soppressori di reazione, i quali migliorano la stabilità e diminuiscono l'attenuazione residua, inserendo sotto l'azione delle correnti foniche attenuazioni ausiliarie nel circuito di reazione, sia durante la conversazione, sia a riposo, in contrapposto coi soppressori di eco, che notoriamente agiscono soltanto nei periodi di conversazione; un circuito a 4 fili Berlino-Monaco equipaggiato a titolo di prova con tali soppressori di reazione ha presentato nelle misure di livello un'attenuazione residua di 0 neper.

Anche i collegamenti ad alta frequenza sono cresciuti di numero con l'entrata in esercizio di nuovi circuiti con la Polonia e le nazioni finitime; molte stazioni amplificatrici sono state ampliate, e nuovi ripetitori a cordoni installati.

Interessanti perfezionamenti sono pure stati realizzati nel campo della telefonia automatica, particolarmente nei circuiti del I e II preselettore, nell'applicazione di cercatori di chiamata ai piccoli centralini, nel rendere possibile in forma più semplice ed opportuna la sorveglianza della qualità del servizio, nel miglioramento dei circuiti di alimentazione. Sono pure stati perfezionati i sistemi di trasmissione di impulsi a corrente alternata, e sono attualmente in prova installazioni aventi carattere definitivo.

Altre migliorie sono state apportate agli impianti interni, ai sistemi di misura relativi agli apparecchi, all'illuminazione delle cabine pubbliche, agli apparecchi di servizio (consentendo all'operaio di lavorare con entrambe le mani durante una comunicazione), agli apparecchi a prepagamento.

Studi e prove sono state effettuate secondo le direttive del C.C.I. sulle perturbazioni da correnti forti, sull'influenza dell'alimentazione ferroviaria con raddrizzatori, e sulle corrosioni elettrolitiche della guaina dei cavi.

Telegrafia. — Numerose prove sono state eseguite col nuovo apparato scrivente T 30 della Siemens, specialmente dopo che venne stabilito che un alfabeto telegrafico analogo all'alfabeto Murray verrà usato come alfabeto telegrafico n. 2 per comunicazioni internazionali. Il noleggio a privati di linee telefoniche usate come collegamenti telegrafici ha preso notevole sviluppo; così pure si sono estesi i servizi di trasmissione delle immagini secondo il sistema Siemens-Karolus-Telefunken. Fra l'altro sono stati inaugurati i servizi di trasmissione delle immagini con l'Italia: il 7 agosto sulla tratta Berlino-Roma e il 1° settembre sulle tratte Francoforte-Roma e Monaco-Roma.

Sviluppi notevoli sono anche stati apportati alla tecnica della posta

pneumatica nei lavori di ampliamento della rete urbana di Berlino fino a Tempelhof, utilizzando bossoli ordinari senza speciali sistemi di distribuzione.

Radiocomunicazioni. — E' stato completato l'equipaggiamento della stazione di Nauen con trasmettitore ad onda corta da 20 kW; inoltre sono stati attivati nuovi impianti radiotelefonici con Bangkok (Siam) e con Maracay (Venezuela). Nuovi trasmettitori a onda corta da 10 e 20 kW sono stati installati nella stazione di Norddeich, destinando quello da 20 kW specialmente al traffico telegrafico e telefonico con le navi in corso di navigazione; una speciale installazione consente l'orientamento delle comunicazioni nella direzione percorsa dai grandi transatlantici in navigazione da e per gli Stati Uniti.

Importanti ampliamenti sono stati apportati alle maggiori stazioni trasmittenti radiofoniche. Esperienze di particolare interesse sono state compiute, sia per l'adattamento alla radiofonia di onde ultracorte, rilevandosi che onde di 5 o 10 metri non solo sono utilizzabili per tale scopo, ma rendono meno importanti i disturbi dovuti a macchinari o impianti elettrici, sia nel campo della televisione mediante trasmettitori a onda corta (144 m) e ultracorta (7 m) ed uso di dischi forati a 48 e 60 linee e 25 cambiamenti d'immagine al secondo; la intensità luminosa del televisore è stata sensibilmente aumentata con l'applicazione di lampade a vapori di sodio.

Nuovi procedimenti sono stati sviluppati per la misura delle perturbazioni dovute a impreviste modulazioni d'ampiezza nei trasmettitori, e per la misura delle ondulazioni della corrente nei generatori a corrente continua per trasmettitori; è stato costruito un nuovo dispositivo per il rilievo di oscillogrammi mediante tubi a raggi catodici, il quale consente di fotografare oscillazioni fino alla frequenza di 8.000 p/s.

La rete di circuiti in cavo per trasmissioni radiofoniche in relais, è stata ulteriormente estesa; le distorsioni di ampiezza, dovute a oscillazioni di temperatura (circa 0,1 neper per ogni sezione di amplificazione e per 10°), sono state eliminate mediante appositi equalizzatori di attenuazione; inoltre mediante l'introduzione di nuovi tipi di triodi con anodo speciale è stata eliminata la possibile produzione di correnti di griglia e la formazione di gas.

Diversi. — Sono attivamente proseguiti i lavori di normalizzazione, che attualmente si estendono agli apparecchi, alle loro parti, all'unificazione dei materiali e ai capitolati di prova e di collaudo. L'Associazione Elettrotecnica Tedesca ha pubblicato una nuova edizione, notevolmente ampliata, delle prescrizioni e regole relative agli impianti telefonici. In particolare sono stati normalizzati, dopo circa 3 anni di prove, speciali cordoni isolati con nastro in guttaperca per locali umidi.

E' stato studiato un misuratore di rumori, che, in rapporto all'introduzione negli uffici postelegrafonici di macchine addizionatrici e calcolatrici, consente misure, rilievi e deduzioni sull'intensità di rumore ammissibile, perchè il disturbo provocato dai rumori risulti tollerabile e non pregiudichi lo svolgimento del servizio. *S. 3.*

*

Telegrafia e telefonia in Inghilterra (1929-1931). — Da un articolo del Cruikshank (*J. I. E. E., Londra,* gennaio 1932) si rileva come lo sviluppo complessivo della rete telefonica e telegrafica inglese al 31 marzo 1931 fosse di 15.131.000 km con un aumento del 25 % nell'ultimo triennio.

I collegamenti fra le linee telefoniche e telegrafiche si fanno sempre più stretti tanto che è invalso l'uso di trasmettere i telegrammi direttamente per telefono impiegando, nelle centrali telegrafiche, personale specialmente addestrato per tale servizio. Il sistema Baudot tende ad essere sostituito dai sistemi a scrittura diretta costruttivamente molto migliorati. I sistemi di trasmissione meccanica lungo i cavi sottomarini consentono una velocità di 120 parole al minuto. La trasmissione delle immagini col sistema Karolus è attualmente eseguita fra Londra e 6 città europee; da Londra per via radio le stesse immagini possono essere trasmesse anche in America.

L'impianto telefonico di Londra è ormai reso tutto automatico con 35 centrali di smistamento; la stessa rete si estende anche nei paesi circostanti; i vantaggi del telefono automatico in provincia sono la segretezza delle comunicazioni e l'estensione del servizio a tutte le 24 ore di una giornata.

Per quel che riguarda i particolari degli apparecchi, il microfono nelle stazioni da tavolo viene attualmente costruito secondo due sistemi diversi a seconda che debba essere montato verticalmente od orizzontalmente. Nel primo caso la distribuzione dei granelli di carbone nelle apposite cave è sempre la stessa ed il circuito elettrico fra la membrana vibrante ed il fondo delle cave rimane normalmente chiuso; nel secondo caso, invece, quando il telefono è nella posizione di riposo i granelli si appoggiano sulla membrana rivolta verso il basso ed il circuito può quindi risultare interrotto; perciò nei telefoni moderni si è ricorso ad accorgimenti che eliminano anche questo difetto.

I collegamenti telefonici interurbani sono realizzati con cavi sotto piombo; le linee presentano sottostazioni di amplificazione intermedie e sono compensate con bobine di 120 mH ogni 2 km. Il rivestimento di piombo dei cavi contiene il 0,8 % di antimonio. Le connessioni telefoniche dirette sono attualmente estese da Londra a quasi tutte le nazioni europee. Esse sono parzialmente costituite da cavi sottomarini, talvolta compensati magneticamente su tutta la lunghezza e talvolta solo in parte. *I. L.*

*

Congresso Internazionale di Elettricità a Parigi. — Avrà luogo dal 5 al 12 luglio la celebrazione del cinquantenario del primo di tali congressi tenuto a Parigi nel 1881 in occasione della contemporanea Esposizione Internazionale di Elettricità.

A questo congresso, che abbraccerà tutte le varie branche delle applicazioni elettriche, sono assicurati l'intervento e la partecipazione con lavori importanti di autorevoli scienziati e tecnici italiani.

Nelle sezioni, che più direttamente interessano la nostra rivista, verranno letti e discussi i seguenti rapporti:

Comunicazioni a distanza con fili.

Presidente: MILON.

Vice-Presidente: DROUET.

— Misure e prove speciali per la telefonia. — Cohen (Gran Bretagna).
— Circuiti telefonici a lunga distanza in cavo. — Osborne e Clark (S. U. d'America).
— Utilizzazione dei circuiti telefonici per trasmissioni speciali. Comando contemporaneo delle emissioni radiofoniche. Trasmissioni d'immagini. Comunicazioni collettive. — Höpfner (Germania).

— Applicazione delle alte frequenze alle linee telefoniche; telefonia multipla a correnti portanti; telefonia a due bande di frequenza; circuiti radiotelefonici. — Küpfmüller (Germania).
— Il telefono in una grande città. — Anson (Gran Bretagna).
— Applicazione della telefonia automatica al servizio interurbano. — Muri (Svizzera).
— La telefonia mondiale, i suoi problemi e il suo avvenire. — Bancroft Gherardi e Jewett (S. U. d'America).
— I sistemi moderni di utilizzazione dei cavi per la telegrafia. — Collet (Francia).
— Progressi compiuti nello studio di alcuni problemi posti dalla coesistenza delle linee di energia elettrica e delle linee di telecomunicazione. — Ollier (Francia).
— La telefonia a onde portanti sulle linee di trasporto di energia elettrica. — Johnson (S. U. d'America).

Fenomeni di alta frequenza.

Presidente: GUTTON.

Vice-Presidenti: MESNY (1ª sottosez.); BRENOT (2ª sottosez.).

1ª Sottosezione: *Radioelettricità.*

— La stabilizzazione dei generatori ad alta frequenza. — Kiebitz (Germania).
— Misura precisa delle frequenze. — Giebe (Germania).
— La misura del campo di radiazione delle stazioni radioelettriche. — Pession (Italia).
— Trasmissioni senza filo e fenomeni elettrici dell'alta atmosfera. — Appleton (Gran Bretagna).
— Differenti tipi di oscillazioni realizzabili con tubi termoionici. — Vecchiacchi (Italia).
— I fenomeni elettronici nei tubi radioelettrici. — van der Pol (Olanda).
— Il segreto nei collegamenti radiofonici. — Chireix (Francia).
— Trasmissione elettrica delle immagini e televisione. — Ives (S. U. d'America).
— La radiogoniometria. — Mesny (Francia).

2ª Sottosezione: *Radiocomunicazioni.*

— Radiotelegrafia da stazione a stazione. — Wells (Gran Bretagna).
— Le applicazioni della radiotelegrafia alla marina mercantile e alla aeronautica civile. — Hubert (Belgio).
— Stato attuale della radiotelefonia fra punti fissi. — Bouvier (Francia).
— Radiotelefonia fra stazioni mobili. — Loring e Buttner (S. U. d'America).
— Le emissioni di radiodiffusione; loro attuale sviluppo. — Braillard (Belgio).
— Ricevitori di radiodiffusione. — Ewald (Germania).

e. s.

*

C. M. I. (*Commission Mixte Internationale pour les expériences relatives à la protection des lignes téléphoniques et des canalisations souterraines*). — La C. M. I. terrà una riunione plenaria a Parigi dal 13 al 20 luglio prossimo.

La C. M. I. è una emanazione del « Comité Consultatif International des Communications téléphoniques à grande distance » (C. C. I.), ed ha il mandato dello studio sperimentale delle questioni attinenti alla protezione delle linee di telecomunicazione e delle canalizzazioni sotterranee, coll'intervento di tutte le organizzazioni interessate.

Alla riunione del 1927 a Como il C. C. I. aveva stabilito alcune direttive riguardanti i mezzi per proteggere le linee telefoniche contro le influenze perturbatrici delle installazioni elettriche. Ma queste direttive non incontrarono l'approvazione dei rappresentanti delle correnti forti, non essendo queste norme, a parer loro, giustificate da un insieme abbastanza completo ed organico di ricerche sperimentali.

La proposta di una serie di raccomandazioni, riguardanti la protezione dei cavi contro la corrosione dovuta all'elettrolisi od alle azioni chimiche, non ricevette a sua volta l'approvazione delle organizzazioni ferroviarie e tranviarie. Si fece, tra l'altro, rilevare, che queste raccomandazioni dovrebbero riguardare tutte le altre canalizzazioni sotterranee : cioè le tubazioni d'acqua e di gas e le condutture elettriche, che sono anch'esse soggette agli stessi fenomeni, la cui osservazione può apportare utili contributi di esperienza.

La Commissione Mista Internazionale è pertanto un organo autonomo, che comprende i rappresentanti del C. C. I., della Unione Internazionale delle Ferrovie e Tranvie, dei Produttori e distributori di energia elettrica, delle Associazioni dei tecnici del gas e delle acque, dei Costruttori di materiale elettrico e delle Associazioni elettrotecniche dei vari paesi.

La Commissione è divisa in due sezioni distinte, l'una incaricata delle esperienze relative alla protezione delle linee di telecomunicazione contro l'azione perturbatrice degli impianti di energia, la seconda delle ricerche sulla protezione delle canalizzazioni sotterranee contro le corrosioni. A presidente della Commissione è stato eletto il prof. Breisig della Amministrazione telegrafica e telefonica tedesca : a presidente della prima sezione il dott. Jäger, esperto nella questione delle induzioni sulle linee telefoniche, a presidente della seconda sezione il prof. Chappuis, capo delle ricerche scientifiche nella Società del gas di Parigi.

L'organizzazione attuale della C. M. I. è la seguente :

I. Sezione.

Protezione delle linee di telecomunicazione contro l'azione perturbatrice degli impianti elettrici.

Presidente : *Jäger* (Ministero Poste - Germania).

Comitati di studio :

1°) Misura della influenza perturbatrice delle installazioni di energia.

Presidente relatore : *Holmgren* (Amministrazione Telefoni - Svezia).

2°) Precauzioni da prendere per diminuire i disturbi dovuti ai raddrizzatori.

Presidente relatore : *Bachellery* (U. I. C. - Chemins de Fer du Midi - Francia).

3°) Influenza della messa a terra del punto neutro nelle installazioni a corrente polifase.

Presidente relatore: *Brylinsky* (Unione Internazionale Produttori e Distributori di Energia Elettrica).

4°) Importanza della buona conducibilità delle rotaie negli impianti di trazione a corrente alternata, nei riguardi della tensione indotta nelle linee telefoniche prossime.

Presidente relatore: *Muller* (U. I. C. - Ferrovie Federali - Svizzera).

5°) Influenza sulle linee di telecomunicazione delle variazioni di corrente nelle linee di trazione elettrica a corrente continua.

Presidente relatore: *Micarelli* (U. I. C. - Ferrovie dello Stato - Italia).

6°) Limiti ammissibili dei rumori indotti nelle linee telefoniche.

Presidente relatore: *Bartholomew* (C. C. I. - Amministrazione Poste Telegrafi - Gran Bretagna).

7°) Dissimetria dei circuiti telefonici a grande distanza rispetto al suolo.

Presidente relatore: *Rochas* (C. C. I. - Amministrazione Telefoni - Francia).

8°) Induzione mutua tra due linee.

Presidente relatore: *Klewe* (C. C. I. - Amministrazione Telefoni - Germania).

II. Sezione.

Protezione delle condutture sotterranee contro le corrosioni dovute all'elettrolisi ed alle azioni chimiche.

Presidente: *Chappuis* (Société du Gaz de Paris - Francia).

Comitati di studio:

1°) Biblioteca - Bibliografia - Statistiche dei vari documenti.

Presidente: *Bresson* (Association technique de l'Industrie du Gaz - Francia).

2°) Origine delle correnti vaganti - Sorveglianza delle reti di distribuzione a corrente continua - Ferrovie elettriche a corrente continua, utilizzanti le rotaie come uno dei conduttori - Controllo delle installazioni che possono dare luogo a correnti vaganti - Centrali elettriche aventi una rete di distribuzione a corrente continua con neutro a terra - Rete di trazione elettrica avente delle combinazioni, e degli edifici collegati elettricamente alle rotaie ovvero alla sbarra negativa delle sottostazioni - Studio dei mezzi atti a diminuire la intensità delle correnti vaganti.

Presidente: *Collet* (Amministrazione Poste Telegrafi - Francia).

3°) Effetti delle correnti vaganti - Processo della corrosione. Studio di tale processo mediante impiego dei raggi X - Modificazione della resistenza del suolo sotto l'azione delle correnti vaganti - Misure della ripartizione del potenziale fra rotaie, canalizzazioni e suolo, e tra due punti del suolo - Misure delle correnti nelle canalizzazioni, nel suolo, e di uscita dalla canalizzazione - Protezione delle canalizzazioni per diminuire la intensità delle correnti di entrata e di uscita. Miscele. Giunti isolanti.

Presidente: *Soleri* (A. E. I. - Italia).

e. s.

*

Diffusione del telefono in Europa. — Secondo una recente statistica del Reich tedesco riferita al 1930, la nazione europea che avrebbe il maggior numero di telefoni sarebbe la Germania con 3,249 milioni di apparecchi; quella che ne avrebbe invece il minore numero sarebbe il Lussemburgo con soli 12.000 apparecchi.

La densità telefonica per km² sarebbe massima nel dipartimento della Saar con 2,8 apparati, e minima nella Russia dove tale densità raggiunge appena 0,02 apparecchi per km².

Il massimo numero di telefoni per 100 abitanti spetta alla Danimarca con una densità di 9,6, il minimo alla U.R.S.S. con una densità di 0,2.

Per quanto riguarda il numero delle comunicazioni telefoniche, il Reich tedesco sarebbe ancora alla testa con 2558 milioni ed il Lussemburgo alla coda con 8 milioni di conversazioni; se tale numero viene riferito al numero degli abitanti, si trova che il massimo compete alla Danimarca (126) ed il minimo alla Rumania e Jugoslavia (circa 5). Questa statistica non può riferirsi che ai paesi dove è applicato il sistema a contatore delle comunicazioni telefoniche.

Per quanto riguarda il numero delle comunicazioni telefoniche a grande distanza per ogni apparecchio, il massimo è dato dalla Bulgaria con 368 comunicazioni, laddove il minimo numero si ha, con 74 comunicazioni, nella Norvegia e a Danzica, cioè nei paesi dove è maggiore la densità telefonica e quindi prevalgono le comunicazioni locali su quelle a grande distanza.

Le comunicazioni a grande distanza per ogni abitante raggiunsero nel 1930 il numero massimo di 22,6 nella Danimarca ed il numero minimo di 0,2 nella U.R.S.S.

e. s.

*

Situazione telefonica negli S. U. d'America. — Dal rapporto annuale per il 1931 delle massime organizzazioni telefoniche e telegrafiche degli S. U. d'America, *Western Union Telegraph Co.* e *American Telephone Telegraph Co.*, risulta che il numero degli apparecchi telefonici negli S. U. d'America, collegati direttamente od indirettamente al grande sistema Bell, ammontava alla fine dell'esercizio a 19.600.000 unità, comprendendo 4.200.000 apparecchi serviti da 6.928 compagnie indipendenti.

Nel sistema Bell si ebbe durante il 1931 una diminuzione di 292.000 unità, pari a circa il 2 per cento del complesso degli apparecchi allacciati alla fine dell'anno 1930; il quale aveva visto un accrescimento di 122.000 abbonati.

Si cita in tale rapporto come, col completamento della rete italiana di cavi, e col collegamento radiotelefonico e mediante cavi di altri paesi, il 92 per cento dei 35.400.000 telefoni esistenti nel mondo possa essere collegato con il sistema Bell. Per quanto riguarda la telefonia sottomarina, un quarto cavo sottomarino a tre circuiti telefonici è stato posato tra Avana e Key West.

Il sistema telefonico automatico viene continuamente estendendosi; alla fine del 1931 il 37 per cento della rete telefonica era automatizzato. La telefonia interurbana è stata pure grandemente estesa e perfezionata nel suo esercizio, cosicchè si ritiene che l'89 per cento delle conversazioni a grande distanza si possano realizzare senza che il richiedente abbia a riappendere il telefono dopo la richiesta.

La tabella seguente indica i dati relativi al 1930 e 1931 del sistema telefonico Bell negli S. U. d'America.

	1930	1931	Variazione
Numero dei telefoni:			
manuali	10.705.118	9.659.349	— 1.045.769
automatici	4.976.941	5.730.645	+ 753.704
Numero delle centrali	6.585	6.645	+ 60
Lungh. in miglia delle linee aeree	422.489	421.707	— 782
Lungh. in miglia dei circuiti in:			
cavo sotterraneo	50.225.000	52.214.000	+ 1.989.000
cavo aereo	20.785.000	21.951.000	+ 1.166.000
filo aereo	5.238.000	5.074.000	— 164.000
Media giornal. del N° delle conversazioni:			
locali	62.365.000	62.205.000	— 160.000
interurbane	2.933.000	2.700.000	— 233.000

e. s.

Vol. I - N. 2 Giugno 1932-X

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

On donne des renseignements sur la nouvelle liaison téléphonique Rome-Sassari, réalisée au moyen d'un câble sous-marin d'environ 270 km de longueur, posé entre le continent et la Sardaigne. Le nouveau câble, en connexion avec des appareillages terminaux appropriés, a été prévu pour la liaison téléphonique, et en plus, pour une communication télégraphique infra-acoustique en duplex et une communication télégraphique à fréquence musicale également en duplex. On décrit en particulier le câble sous-marin et les câbles souterrains de raccordement aux stations terminales d'amplification.

Le câble sous-marin est du type Key West-La Havane, c'est-à-dire formé d'un conducteur central en cuivre krarupisé, isolé à la gutta-percha et entouré par un second conducteur en cuivre concentrique non isolé, jouant le rôle de conducteur de retour.

On mentionne les précautions spéciales employées dans la fabrication pour rendre uniformes, autant que possible, les impédances caractéristiques du câble, en vue d'atteindre une amplification élevée.

On donne ensuite des renseignements sur la pose et sur les résultats des mesures, relevés pendant la fabrication et après la pose.

Les câbles souterrains de raccordement sont du type Patterson, à paires pupinisés et pourvus d'écrans.

La nouvelle liaison permet, au moyen de deux amplificateurs sur cordons installés respectivement à Rome et à Sassari, de relier le réseau téléphonique interurbain sarde au réseau téléphonique continental.

Pour établir une communication en duplex entre deux postes radiotéléphoniques à microondes (fréquences d'environ 10^9 hertz), on a construit un émetteur, dans lequel la modulation est faite par le procédé suivant: le courant microphonique, qui constitue le signal à transmettre, module le courant oscillatoire d'un générateur à fréquence radiotélégraphique normale; ce courant, à son tour, module les microondes.

Le récepteur comprend une première lampe rectificatrice des microondes, quelques étages d'amplification, accordés sur la fréquence du générateur radiotélégraphique ordinaire de l'émetteur, une autre lampe rectificatrice, suivie par des étages d'amplification à basse fréquence et, enfin, le téléphone.

Par ces dispositions il est possible de mettre la lampe émettrice et celle réceptrice de chaque poste dans le même miroir. De plus on élimine complètement les sons de cloche, dûs à la microphonicité de la lampe réceptrice et on améliore la qualité des communications.

Par des triodes on peut réaliser des appareils avec échelle linéaire et lecture directe, pour la mesure des capacités ou des variations de capacité, même très petites.

Après une revue des differentes méthodes qu'on peut employer dans un tel but, on donne une description des circuits qui ont été réalisés avec succès à l'Institut Royal Électrotechnique et des Communications de la Marine Italienne.

En employant une méthode à résonance, par comparaison avec des résistances ohmiques très élevées, on a mesuré dans une gamme de fréquence de 10^1 *à* 10^5 *hertz, la capacité et la conductance des isolateurs, employés dans les lignes téléphoniques et dans les lignes de communication à ondes guidées. On décrit les dispositifs de mesure employés, et on reproduit les résultats obtenus dans l'air sec et dans l'air humide, avec brouillard et sous la pluie. Ces recherches ont établi la valeur pratiquement nulle des mesures de résistance en courant continu dans le cas d'isolateurs pour lignes téléphoniques à haute fréquence. Elles permettent de préciser quelques idées nouvelles pour les projets d'isolateurs. La métallisation de la tête permet de reduire les pertes à la moitié, sans augmentation sensible de la capacité. On a obtenu une diminution ultérieure de la conductance (50 % et plus), en employant un anneau de garde connecté à la ligne et situé un peu en dessous du bord de la cloche.*

Après avoir rappelé le grand développement de la téléphonie automatique pour le service urbain, on met en évidence les avantages qu'on pourrait réaliser par l'extension des systèmes automatiques aux services interurbains.

On expose les principes d'après lesquels la « Società Telefonica Tirrena » a déjà réalisé plusieurs applications dans ce domaine, et l'on décrit les phases successives de ce travail: emploi du courant continu, ensuite du courant alternatif 50 hertz, et, enfin, d'un ou plusieurs courants alternatifs de fréquence phonique (400 à 1000 hertz).

Les principaux dispositifs étudiés et adoptés par la dite Société dans le but d'étendre le service automatique aux communications interurbaines, sont aussi relatés; on expose, enfin, l'importance de cette nouvelle application en souhaitant qu'elle puisse retenir l'attention des constructeurs aussi bien que celle des exploitants.

L'auteur considère les relais électromagnétiques, qui trouvent leur application dans les systèmes de communications électriques et particulièrement ceux de la téléphonie automatique. Dans l'article, qui a un caractère général, on décrit les particularités de structure et de montage de quelques types de relais, on examine leur fonctionnement et l'on indique les diverses caractéristiques imposées par les exigences des circuits

sur lesquels est branché le relais et par le service qu'il doit rendre, tout en examinant les divers moyens d'influencer ces caractéristiques. L'on indique ensuite quelques problèmes dont la solution demande des nouvelles études et recherches.

Vol. I - N. 2 Giugno 1932-X

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

CONTENTS

Vol. I - N. 2 Giugno 1932-X

ALTA FREQUENZA

INHALT

Die Mitteilung bezieht sich auf eine neue telephonische Verbindung Rom-Sassari, die mittels eines zwischen Land und Sardinien gelegten Seekabels von etwa 270 km Länge kürzlich hergestellt wurde. Das Kabel, in Verbindung mit geeigneten Endeinrichtungen, erlaubt, gleichzeitig mit dem Telephonieverkehr, eine duplexunterlagerungs-, und eine duplextonfrequenztelegraphische Verbindung. Es folgt eine besondere Beschreibung des Seekabels und der Abschlusserdkabel, die zur Verbindung mit den Verstärkerämtern dienen.

Das Seekabel wurde nach der Art des Key West-Avana Kabels hergestellt. Es besitzt eine zentrale mit Gutta isolierte Krarup Kupferader und als Rückleitung einen nicht isolierten zweiten konzentrischen Kupferleiter. Während der Fabrikation wurden besondere Vorkehrungen getroffen, um die Scheinwiderstände des Kabels an den Enden möglichst gleichmässig zu machen um so eine grosse Verstärkung erreichen zu können.

Nähere Angaben werden ferner über die Verlegung und die vor und nach der Verlegung erhaltenen elektrischen Messwerte gegeben.

Die Abschlusserdkabel gehören zur Pattersonkabelbauart mit pupinbelasteten und geschirmten Leitungspaaren.

Die neue Fernsprechleitung ermöglicht, mit Hilfe angepasster bezw. in Rom und Sassari einstellbarer Schnurverstärker, die Verbindung des ganzen sardinischen Fernspreschnetzes mit dem des Festlandes.

Um eine drahtlose Duplexfernsprechverbindung mit ultrakurzen Wellen (d. h. von einer Frequenz der Grössenordnung von 10^9 *hertz) zu verwirklichen, ist eine Sendeapparatur gebaut worden, bei der die Modulation in besonderer Weise erfolgt: (d. h.) der Fernsprechstrom moduliert zuerst einen Strom von gewöhnlicher Radio-Frequenz und dieser moduliert seinerseits die ultrakurzen Wellen.*

Entsprechenderweise besteht die Empfangsapparatur aus verschiedenen Stufen, in denen nacheinander die Gleichrichtung der Ultra-Hochfrequenz, die Verstärkung der gewöhnlichen Hochfrequenz, die Gleichrichtung derselben und zuletzt die Verstärkung der akustischen Frequenz geschieht.

Bei dieser Einrichtung ist es möglich, sowohl für den Sender als auch für den Empfänger, denselben Reflektorspiegel zu verwenden. Es wird ferner das störende, auf der Microphonwirkung des Empfangsrohres beruhende, Rohrenklingen ganz vermieden und gleichzeitig die Qualität der Sprachwiedergabe verbessert.

Durch geeignete Trioden-Apparaturen ist es möglich, direkt den Wert einer Kapazität oder einer Kapazitätsänderung (auch wenn dieselbe ausserordentlich klein ist) an einem Messinstrument mit linearer Skala abzulesen.

Es werden zuerst die verschiedenen zu diesem Zweck bis jetzt benutzten Methoden besprochen. Die neue Einrichtung, die im elektrotechnischen Institut der K. Marine in Livorno entwickelt und ausprobiert wurde, wird beschrieben.

Die Kapazität und Leitfähigkeit von Isolatoren die bei Freileitungen für Hochfrequenztelephonie benutzt werden, wurden nach einer Resonanz-Metode im Frequenzgebiet zwischen 10^4 *und* 10^5 *hertz gemessen. Die Messeinrichtung wird beschrieben and die Messergebnisse sowohl bei trockener wie bei feuchter Luft, sowie bei Nebel und bei Regen, wiedergegeben.*

Aus der Untersuchung geht hervor, dass die Messungen mit Gleichspannung praktisch keinen Wert für diese Anwendung der Isolatoren haben. Es werden neue Gesichtspunkte für den Entwurf von solchen Isolatoren angegeben. Im besonderen findet man, dass die Metallisierung des Kopfes die Verluste um die Hälfte vermindern kann (ohne wesentliche Vergrösserung der Kapazität). Eine weitere Verminderung (um 50 % und mehr) kann man durch das Anbringen eines Schutzringes an geeigneter Stelle des Isolators erreichen.

Bezugnehmend auf die rasche Entwicklung des automatischen Betriebs in den Ortsfernsprechnetzen, werden die Vorteile hervorgehoben, die die weitere Anwendung desselben auch im Fernverkehr mit sich bringen wird. Die Schritte, die in diese Richtung die « Società Telefonica Tirrena » auf ihren Linien zwischen Rom, Florenz, Genua u. s. w. gemacht hat, werden beschrieben. Man benutzte zuerst Gleichstrom, später niederfrequenten Strom, in letzter Zeit einen oder mehrere Ströme von hörbarer Frequenz (zwischen 400 und 1000 hertz). Die verschiedenen Apparaturen werden beschrieben und die Wichtigkeit dieser neuen Anwendung sowie vom Standpunkt der Herstellerfirmen wie auch von dem der Betriebsgesellschaften hervorgehoben.

Die elektromagnetische, für elektrische Übertragunszwecke verwendete Relais, unter spezieller Berücksichtigung derjenigen für die Selbstanschluss-Telefonie, werden beschrieben. Es werden kurz und in allgemeiner Weise die konstruktiven Einzelheiten und Schaltungen einiger Relaistypen, sowie ihre Arbeitsweise behandelt. Es werden ferner die Anforderungen erklärt, welchen die Apparate in den verschiedenen Stromkrei-

sen, in denen sie eingeschaltet sind, genügen müssen und in welcher Weise diese Aufgaben gelöst wurden. Zuletzt sind einige Probleme erwähnt, welche sich vorteilhaft für ein näheres Studium und spezielle Untersuchungen eignen würden.



Ing. Renato San Nicolò, *Direttore responsabile.* Ind. Graf. It. STUCCHI - Milano


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma

VOL. I - N. 3 (PUBBLICAZIONE TRIMESTRALE) SETTEMBRE 1932 - X

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI
RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE
DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

CONTO CORRENTE CON LA POSTA

Vol. I Settembre 1932 - X N. 3

ALTA FREQUENZA

DATI E MEMORIE SULLE RADIOCOMUNICAZIONI E RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione e Amministrazione: Milano (2/2), Via S. Paolo, 10

UN NUMERO SEPARATO **L. 12** ABBONAMENTO ANNUO **L. 40**

SOMMARIO

Vol. I Settembre 1932-X N. 3

ALTA FREQUENZA



Modulazione della luce.

Da più parti si afferma, che la risoluzione veramente pratica del problema della televisione non potrà aversi, se non grazie all'auspicata scoperta di qualche principio nuovo, che permetta di battere strade affatto diverse da quelle finora seguite.

Può darsi che sia così; ma nel frattempo non si può che rallegrarsi del fatto, che intorno ai singoli fenomeni, utilizzati nei procedimenti attuali di televisione, si concentrino gli studi di tanti ricercatori. Fra questi fenomeni, particolarmente interessante è la modulazione della luce, su cui si basano anche numerose altre applicazioni, quali la telefonia ottica ed in genere i sistemi di segnalazione per mezzo di radiazioni, visibili od invisibili.

Alla risoluzione del problema di modificare o, come oggi si dice, di modulare per via elettrica l'emissione luminosa da parte di un filamento incandescente, in modo che le variazioni di essa obbediscano a quelle di una corrente (o di una tensione) modulatrice, hanno recato un interessante contributo i prof. Wataghin e Deaglio. Essi hanno infatti utilizzato a tale scopo due fenomeni noti (l'effetto termico del bombardamento elettronico contro l'anodo, ed il calore di evaporazione degli elettroni termoionici), ideandone un'applicazione, che riteniamo del tutto nuova. E le ricerche sperimentali dimostrano altresì, che questa applicazione, specie nel caso del primo fenomeno, è assai promettente, poichè permette di ottenere un'efficiente modulazione anche per frequenze particolarmente elevate, dell'ordine di 10^4 hertz.

Elettroacustica.

Lo studio dei colleghi Sacerdote e Gotta, sulla determinazione dei parametri elettroacustici dei telefoni e sulla misura delle impedenze acustiche, affronta con successo una serie di attraenti problemi, posti dalle esigenze della tecnica più moderna, e costituisce un esempio particolarmente persuasivo della feconda applicazione di metodi, già elaborati per lo studio dei circuiti elettrici, alla risoluzione di nuovi quesiti che si presentano in altri campi della scienza.

Il lavoro si ispira alle direttive indicate a suo tempo dal Consiglio Nazionale delle Ricerche (Sezione Elettrotecnica del Comitato per l'Ingegneria) in favore di studi riguardanti la telefonia ed aventi di mira da un lato lo sviluppo in Italia dell'attività scientifica nel campo dell'elettroacustica, dall'altro la preparazione di contributi utili alla tecnica ed all'industria, che potrebbero concretarsi a tempo opportuno in « Norme dell'A.E.I. » per i telefoni, i microfoni e gli altri materiali ed apparecchi, usati nelle comunicazioni elettriche.

La teoria del telefono, di cui ebbero ad occuparsi illustri maestri come Poincaré e Kennelly, si dimostra tuttora suscettibile di interessanti ed utili sviluppi. E sempre meglio si vede la possibilità di individuare il comportamento di un determinato ricevitore telefonico per mezzo di un certo numero di parametri. Essi sono essenzialmente la *impedenza statica*, la *impedenza meccanica* e il così detto *fattore di forza*, che lega così la forza meccanica agente sulla membrana alla corrente di eccitazione, come la contro-f.e.m. indotta nell'avvolgimento, alla velocità della membrana medesima. Ciascuna di queste grandezze è vettoriale, ossia è rappresentabile mediante un numero complesso; per modo che i parametri sono in realtà sei. E per di più essi sono da considerarsi variabili con la frequenza, oltre che con altri elementi, quali la corrente di eccitazione, la pressione del mezzo, la temperatura e via dicendo.

La complessità del problema non è quindi trascurabile e la determinazione accurata di quei parametri caratteristici risulta tuttora difficile. Nè si può dire che si disponga oggi per effettuarla di un qualche procedimento veramente pratico e « normalizzato ». Un metodo nuovo, che ha pregi degni di rilievo, viene proposto nello studio che pubblichiamo. Esso è stato dedotto dalla teoria del sistema formato dal telefono e da un adatto tubo risonatore ad esso collegato. Tale sistema si è dimostrato ricco di interessanti possibilità ed adatto in particolare, oltre che alla misura dei parametri del telefono, quando essi siano già stati dedotti, anche alla misura di grandezze acustiche, aventi importanza scientifica e tecnica considerevole. Se infatti si presenta dinanzi al tubo, eccitato acusticamente dal telefono, uno strato conveniente di un materiale da esaminare, è possibile dedurre la *impedenza acustica* di questo ed il suo *coefficiente di assorbimento* per mezzo di misure puramente elettriche di resistenza e di reattanza, effettuabili con un ponte di Maxwell

Nel rapido sviluppo, non solo degli studi relativi alla conoscenza del ricevitore telefonico, ma anche di quelli che mirano alla definizione e alla misura delle proprietà acustiche dei materiali, il contributo arrecato dai dott. Sacerdote e Gotta ci sembra destinato a segnare un progresso apprezzabile, sopra tutto per il fatto, che le possibilità, intuite e dimostrate teoricamente, sono state messe alla prova per mezzo di ricerche

sperimentali; e queste, sebbene riferite con estrema concisione, validamente confermano e chiaramente pongono in luce i pregi dei nuovi metodi proposti.

Assorbimento e riflessione di onde ultrasonore.

Lo studio dei campi sonori si estende e si approfondisce continuamente e tutta una nuova tecnica si viene formando per renderlo sempre più concreto, conclusivo ed agevole. Ma la misura assoluta dell'intensità (o dell'ampiezza) di una vibrazione sonora, nell'intorno di un determinato punto del mezzo, resta pur sempre una determinazione delicata e difficile. E ci si può domandare, se, per compierla, il classico disco di Rayleigh sia veramente in ogni caso l'apparecchio più acconcio. L'ing. PAOLINI lo ha sostituito con un altro dispositivo, che ha chiamato « radiometro », in cui si utilizza il valor medio, diverso da zero, della pressione periodica, che un'onda a regime esercita su di un dischetto, disposto col suo piano normalmente alla direzione di propagazione dell'energia sonora.

Per lo studio dei fenomeni di assorbimento e di riflessione, e conseguentemente anche di diffusione, di tale energia, conveniva poi disporre di fasci di radiazione sonora relativamente concentrati. E anche qui le moderne risorse della scienza e della tecnica offrono nuove importanti possibilità, che il Paolini ha sfruttato ricorrendo non già ai suoni compresi nella estesissima gamma delle frequenze acustiche, bensì a quelli di frequenza ancora più alta, che appunto per ciò si dicono « ultrasuoni ». Essi, com'è noto, si producono oggi agevolmente per mezzo dei fenomeni piezoelettrici ed in particolare eccitando convenientemente con tensione elettrica alternativa una piastrina di quarzo.

Per questa via e con questi mezzi è stato possibile studiare la distribuzione dell'energia in un fascio di radiazioni sonore ultraacustiche, prima e dopo la riflessione del fascio stesso su di una parete di materiale di data natura, e trarne deduzioni sul fenomeno della riflessione e su quello dell'assorbimento, la cui conoscenza è quanto mai importante per lo studio delle proprietà acustiche degli ambienti in relazione ai materiali di cui essi sono rivestiti.

Induttanze a nucleo di ferro.

Sempre più numerosi e varii si presentano nella tecnica i casi, in cui si desidera disporre di circuiti o di tratti di circuito, che possano essere considerati, come suol dirsi, induttanze pure; nei quali cioè la reattanza induttiva prevalga grandemente sulla resistenza ohmica, ossia il fattore di potenza sia basso, ossia ancora, più generalmente, sia elevata la costante di tempo.

Ora, mentre i progressi della tecnica dei materiali isolanti e della costruzione dei condensatori ci permettono di disporre di capacità elettrostatiche, grandi e piccole, il cui fattore di po-

tenza, misurato entro vastissimi intervalli di frequenza, non supera poche unità per mille, la costruzione anche la più accurata e costosa di un'induttanza non ci consente oggi di contare che su valori circa dieci volte più grandi del fattore di potenza. Non v'è forse alcuno, che si sia in qualche modo occupato di problemi relativi ai circuiti elettrici, il quale non abbia avuto più volte a porsi il quesito di progettare un'induttanza di valore dato, di massima costante di tempo e, ben s'intende, di dimensioni peso e prezzo ragionevoli.

Come avviene quasi universalmente nell'ingegneria, il problema non è completamente definito; molti elementi debbono essere fissati arbitrariamente e le soluzioni possibili appariscono perciò innumerevoli. Una prima grave incertezza si incontra in molti casi (specie per induttanze da usarsi a frequenze relativamente alte) di fronte al quesito, se debba o no usarsi materiale ferromagnetico. Argomento in favore l'elevata permeabilità, argomenti contrari la variabilità di questo parametro, le perdite per isteresi e per correnti parassite, e l'azione di queste ultime sulla distribuzione del flusso. Con l'uso di speciali accorgimenti, quali l'introduzione di ben proporzionati traferri nel circuito magnetico, o, più radicalmente ed efficacemente, la suddivisione del materiale ferromagnetico in particelle minutissime, che gli conferiscono una struttura granulare molto fitta, ma pur sempre discontinua, l'uso dei materiali ferromagnetici si va sempre più estendendo nella costruzione delle induttanze.

Un metodo generale e largamente accettato per il calcolo ed il progetto delle induttanze a nucleo di ferro non esiste. E il bisogno ne è così vivamente sentito, che da più parti sono stati e sono resi noti tentativi in tal senso. Uno di questi utili tentativi è stato compiuto dall'ing. MAROCCHI, nello studio che pubblichiamo. Egli ha considerato più particolarmente il caso di induttanze destinate a funzionare a frequenze telefoniche e fornite di nucleo (di lamierino industriale) interrotto da uno o più traferri. Per questo caso sono state dedotte teoricamente formule approssimate, oltre che per l'induttanza, anche per le perdite e quindi per la resistenza equivalente, tenendo conto (a differenza di quanto si fa per le costruzioni elettromeccaniche ordinarie) dell'« effetto della pelle » nella distribuzione del flusso. In base ad opportune considerazioni geometriche sono stati poi fissati alcuni degli elementi arbitrari e se n'è ricavato un procedimento di calcolo, che l'autore ha messo favorevolmente alla prova con numerose esperienze ed ha illustrato con pratici esempi, così che crediamo esso possa riuscire anche ad altri di concreta utilità.

Autoregolazione dell'intensità di suoni riprodotti.

Nonostante i notevoli progressi attuati dalla tecnica, in questi ultimi anni, nei dispositivi per la riproduzione dei suoni e della parola (sia immediata, sia attraverso un organo regi-

stratore: disco fonografico, nastro magnetico, pellicola cinematografica), si è ancora lontani, conviene riconoscerlo, da una riproduzione perfetta, che impedisca, anche all'orecchio più esercitato, di distinguerne le differenze rispetto all'originale.

Tra le manchevolezze degli attuali dispositivi rientra la impossibilità di rendere fedelmente il rapporto tra i « piano » ed i « forte », sia in dipendenza dalle caratteristiche proprie dei varii sistemi, sia perchè limitato è il rapporto tra la massima intensità sonora di riproduzione e l'intensità del così detto « rumore di fondo », da cui non è lecito prescindere. Non si conosce altro rimedio a questo inconveniente, tranne quello di diminuire proporzionalmente tutti i rapporti tra piano e forte, attenuando i chiaroscuri fonici. Ciò può essere ottenuto manualmente per opera di un operatore esercitato, o ancor meglio, come mostra nella sua nota l'ing. BERTOLOTTI, automaticamente, mediante un amplificatore autoregolatore, il quale disimpegna con maggiore prontezza, sicurezza ed oggettività la medesima funzione.

Piccoli generatori a frequenza acustica.

Già da tempo nei laboratori scientifici e tecnici e nelle sale prova i generatori a tubi elettronici hanno vantaggiosamente sostituito i piccoli generatori a frequenza acustica del tipo a ferro rotante o quelli più rudimentali a lama vibrante (cicale). Non è forse azzardato pensare oggi che, in un prossimo avvenire, generatori a tubi elettronici collegati a potenti amplificatori possano costituire ottime sorgenti di energia elettrica anche per le basse frequenze industriali, soddisfacendo ai requisiti di forma d'onda perfettamente sinusoidale e di grande stabilità della frequenza e della tensione, tanto utili per molte misure di laboratorio, quali fra l'altre le tarature di strumenti e di apparecchi a corrente alternata.

Il progetto dei generatori a triodi di questo tipo non è esente da difficoltà, specie per ciò che riguarda l'attuazione pratica e la regolazione dell'apparecchio ed il soddisfacimento dei requisiti più delicati. Su questi punti verte principalmente la nota del collega ROSANI nei riguardi di due generatori a frequenza acustica di piccola potenza. Essa è frutto dell'esperienza raccolta nella effettiva costruzione di tali apparecchi e mette in grado sia di riprodurli facilmente senza noiose incertezze, sia di progettarne altri di tipo affine.

LA REDAZIONE.

SULLA PRODUZIONE DI LUCE MODULATA

GLEB WATAGHIN e ROMOLO DEAGLIO

Sono descritti due metodi di modulazione della luce emessa da un elettrodo incandescente e basati: 1) sull'azione di bombardamento elettronico a flusso energetico variabile; 2) sugli effetti della variazione di energia corrispondente al lavoro di estrazione degli elettroni termoionici, sottratti all'elettrodo emittente in quantità variabile.

Si studia la possibilità di ottenere una modulazione a frequenze superiori a 10^4 hertz con pellicole metalliche sottili ottenute sopra materiali cattivi conduttori del calore.

1. — E' noto come si possa modulare la luminosità di un filamento incandescente variando opportunamente la intensità di corrente, che lo riscalda. Si sfrutta in tale caso il calore di Joule per variare lo splendore intrinseco del filamento, e la modulazione ottenuta per questa via è detta appunto per *effetto Joule*.

Nel caso di una corrente sinusoidale sovrapposta ad una corrente continua, la profondità di modulazione per effetto Joule, misurata dal rapporto:

$$\frac{\Delta \varphi}{\varphi_m}$$

(ove φ_m è la potenza media irraggiata e: $\Delta \varphi = \varphi_{max} - \varphi_{min}$), varia per frequenze elevate sensibilmente in ragione inversa della frequenza della componente sinusoidale. Infatti l'escursione termica dipende tra le altre cause dalla rapidità, con cui il filamento si raffredda quando la corrente diminuisce, se, come di solito, il raffreddamento è determinato principalmente dalla energia irraggiata. L'escursione termica dipende dall'eccesso $\Delta E = \psi_m \Delta t$ di energia irradiata su quella ricevuta in un mezzo periodo $\Delta t = 1/2\, T$ [1]. Di conseguenza, essendo

[1] Questa energia vale:

$$\Delta E = \int_t^{t+\frac{T}{2}} (\varphi - \varphi_0)\, d\, t = \psi_m \frac{T}{2}$$

ove $\varphi = \varphi\,(t)$ è la potenza irraggiata, φ_0 è la potenza fornita dalla corrente, e ψ_m è il valore medio di $\varphi - \varphi_0$ in un mezzo periodo.

Per basse frequenze, a parità della escursione termica (e quindi a parità di ΔE) ψ_m è inversamente proporzionale a T, ma *per frequenze sufficientemente elevate* ψ_m diventa dell'ordine di φ_m e ΔE varia proporzionalmente a T.

Vedi anche:

M. Paris: L'Elettrot., 1924, XI, p. 673.

A. Mendici: L'Elettrot., 1924, XI, p. 677.

ψ_m minore od al massimo dell'ordine del flusso medio φ_m, si ha che l'energia irraggiata ΔE nel mezzo periodo è a parità di ψ_m sensibilmente proporzionale al periodo T. L'escursione termica risulta in tale caso eguale a $\Delta E/c$ ove c è la capacità termica del filamento. Da ciò risulta che per modulazioni ad elevate frequenze è necessario diminuire la inerzia termica c del filamento.

Il limite di frequenza che si può raggiungere per una efficace modulazione luminosa dipende dalla impossibilità di aumentare la potenza sviluppata sul filamento oltre un certo limite, potenza necessaria per aumentare φ_m. Un facile calcolo permette infatti di dedurre, che per avere una escursione termica di 100° con un filamento di tungsteno di raggio $\rho = 20\ \mu$, lungo 2 cm, a 2000°, ad una frequenza di 10.000 hertz è già necessaria una potenza di modulazione di circa 100 watt.

Oltre all'effetto Joule si possono utilizzare per la modulazione della luce anche i seguenti metodi (2) : il bombardamento elettronico, che sfrutta la dissipazione anodica; ed il calore di evaporazione degli elettroni (3).

2. — Nella modulazione per *bombardamento elettronico* con elettroni accelerati da un campo elettrico di V volt, l'energia liberata sulla superficie dell'elettrodo vale :

$$n \cdot 1/2\ m\ v^2 = n\ e\ V$$

dove n indica il numero degli elettroni incidenti, m la massa dell'elettrone, v la velocità di incidenza ed e la carica dell'elettrone; e si ritiene trascurabile la velocità iniziale.

Si comprende, come il fenomeno possa essere utilizzato per modulare la luce emessa da un elettrodo metallico o non metallico incandescente; si tratterà infatti di rendere variabile l'energia del flusso di elettroni incidenti sull'elettrodo, e ciò potrà avvenire sia variandone il numero, sia variandone la velocità.

Prove di modulazione con questo sistema sono state eseguite su di uno speciale tetrodo appositamente progettato, di cui la fig. 1 dà una vista d'insieme. Una sezione orizzontale schematica di tale tetrodo (figura 2) permette di seguire la disposizione degli elettrodi. F_c sono tre filamenti rettilinei di ossido di bario che possono essere portati alla temperatura di emissione da una comune batteria di accumulatori, G_c è una griglia di controllo, G_s una griglia schermo, F_a sono quattro filamenti di tungsteno, che possono essere portati all'incandescenza da elettroni incidenti oppure da una seconda batteria di accumulatori. I

(2) G. WATAGHIN : Atti R. Acc. Sc. Torino, 1932, LXVII (in corso di pubblicazione).
R. DEAGLIO : Atti R. Acc. Sc. Torino, 1932, LXVII (in corso di pubblicazione).

(3) A. WEHNELT e F. JENTZSCH : Verh. D. Phys. Ges., 1908, X, p. 605; Ann. d. Phys., 1909, XXVIII, p. 537.
O. W. RICHARDSON e H. L. COOKE : Phil. Mag., 1914, XXV, p. 624.
G. DAVISSON e L. H. GERMER : Phys. Rev., 1922, XX, p. 300; 1924, XXIV, p. 666.

filamenti F_c sono in questo tetrodo i filamenti catodici, gli F_a i filamenti anodici. Il movimento degli elettroni in questo tetrodo è evidentemente invertito rispetto a quello che si verifica nei tetrodi di struttura normale. Qui infatti i filamenti F_c riscaldati emettono un flusso di elettroni, che, attraverso le griglie G, può arrivare sui filamenti interni F_a funzionanti da anodo. E' realizzato così il bombarda-

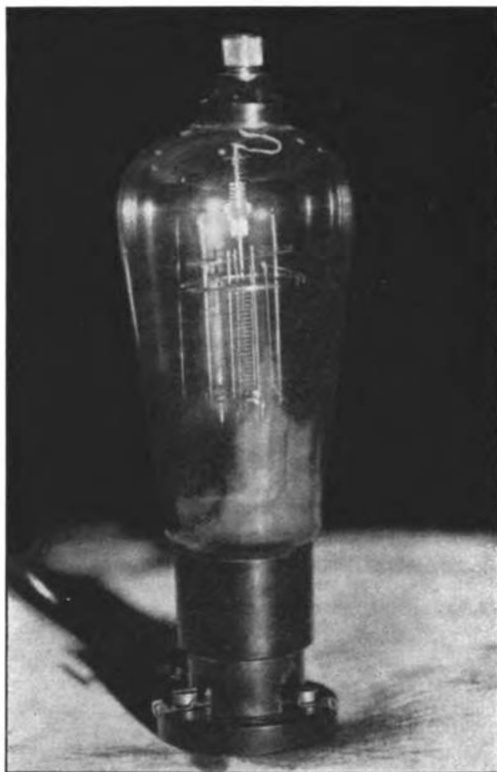


Fig. 1. — Tetrodo a filamento anodico usato nelle prove di modulazione.

mento elettronico di un elettrodo F_a con elettroni emessi da F_c ed accelerati nel campo elettronico esistente tra F_a ed F_c. L'energia del flusso di elettroni incidenti sul filamento F_a è resa variabile in questo caso per variazione del numero n di elettroni, coll'ausilio del potenziale variabile della griglia G_c.

E' ovvio, che l'uso di una valvola a più elettrodi offre la possibilità di sfruttare anche ai fini della modulazione della luce tutti i vantaggi che presenta la valvola termoionica, ed in particolare l'uso

della griglia di controllo con corrispondente riduzione della potenza di modulazione, nonchè la costanza di funzionamento come tubo elettronico ad alto vuoto.

Per lo studio e l'esame della luce modulata abbiamo fatto uso di una cellula Hallwachs e di un amplificatore appositamente costruito e completamente indipendente dalla frequenza; molte precauzioni furono anche necessarie allo scopo di impedire la ricezione diretta del segnale modulante.

Le prove di modulazione con il nuovo metodo proposto hanno dato esito positivo. Abbiamo controllato modulazioni della luce del filamento anodico fino ad una frequenza modulante limite di 17.000 Hz. In questa

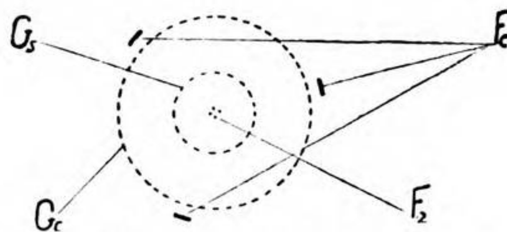


Fig. 2. — Sezione orizzontale schematica del tetrodo usato nelle prove di modulazione.

prima serie di esperienze ci siamo preoccupati di stabilire anzitutto un confronto fra la modulazione detta per *bombardamento elettronico* e la modulazione detta per *effetto Joule*. Per la modulazione con quest'ultimo metodo lo stesso filamento anodico, portato nelle stesse condizioni di luce di fondo, veniva modulato variando la corrente di alimentazione, ed il controllo della modulazione veniva pur esso eseguito nello stesso modo. I risultati del controllo fra i due metodi di modulazione possono essere così prospettati:

a) frequenze modulanti limiti con modulazione:

per effetto Joule:	per bombardamento elettronico:
9000 ÷ 10.000 hertz	17.000 hertz ;

b) potenza di modulazione necessaria per ottenere uguale profondità di modulazione sulla frequenza di 8000 Hz:

per effetto Joule:	per bombardamento elettronico:
circa 1 watt	circa 0,17 watt .

3. — Esperienze analoghe sono state eseguite col metodo di modulazione per *calore di evaporazione degli elettroni*, ed i risultati ottenuti hanno confermato l'esistenza di notevoli vantaggi in favore di una modulazione basata sullo sviluppo di energia termica in superficie.

Ulteriori vantaggi si potranno sicuramente ottenere operando con un elettrodo costituito da un materiale cattivo conduttore del calore, sul quale venga depositata una sottile pellicola metallica (per es. per

spruzzamento catodico o per evaporazione nel vuoto). Si ha infatti innanzi tutto, che l'onda termica, la quale dalla superficie si propaga verso l'interno dell'elettrodo, risulta per materiali cattivi conduttori del calore fortemente smorzata già ad una distanza di qualche micron. Se lo spessore del metallo depositato è dello stesso ordine, la capacità termica dello strato interessato nella modulazione risulta ridotta, per un filamento cilindrico di raggio r, nel rapporto:

$$\frac{2 \pi r \Delta r}{\pi r^2} = \frac{2 \Delta r}{r}$$

ove Δr è lo spessore dello strato. Ad es. il confronto con il filamento di 20 μ già considerato fa vedere che la capacità termica può essere ridotta nel rapporto di 1/10.

Ne deduciamo che, se con filamenti sottili di 20 μ di raggio è stato possibile ottenere, com'è noto, buone modulazioni per effetto Joule sino a frequenze di 5000 Hz, deve attendersi che una medesima profondità di modulazione risulti senz'altro ottenibile con pellicole superficiali a frequenze dell'ordine di 50.000 Hz.

Esperienze al riguardo sono in corso.

Torino, giugno 1932.

Laboratorio di Fisica Sperimentale della R. Accad. d'Artiglieria e Genio.
Laboratorio di Fisica Sperimentale della R. Scuola d'Ingegneria.

DETERMINAZIONE DEI PARAMETRI ELETTROACUSTICI DI UN TELEFONO E MISURA DI IMPEDENZE ACUSTICHE

GINO SACERDOTE ed ELIO GOTTA

Si stabiliscono le equazioni che governano il comportamento di un ricevitore telefonico accoppiato ad un risuonatore e si indica teoricamente e sperimentalmente la possibilità di utilizzarle per l'attuazione di metodi di misura dei parametri caratteristici di un telefono e delle impedenze acustiche dei materiali.

1. - Richiami sulla teoria del ricevitore telefonico.

Lo studio teorico del comportamento di un ricevitore telefonico a magnete permanente è stato affrontato per la prima volta dal Poincaré ([1]) e sviluppato in seguito da altri autori, massimamente da Kennelly e Pierce ([2]), e da Wegel ([3]), il quale ha svolto una teoria generale dei sistemi magnetomeccanici.

Richiamiamo brevemente le conclusioni, a cui si perviene, quando si consideri di alimentare il telefono con una tensione alternativa sinoidale di pulsazione $\omega = 2\pi f$ e di ampiezza V.

La corrente che circola nell'avvolgimento è definita dall'equazione :

$$V = Z_0 I + E \,, \tag{1}$$

in cui Z_0 è l'impedenza elettrica del circuito a lamina ferma, che chiameremo *impedenza statica*, I l'ampiezza della corrente ed E l'ampiezza della contro f. e. m., indotta nel circuito dalla variazione di flusso magnetico provocata dal movimento della membrana.

Chiameremo l'equazione (1) *equazione elettrica del telefono.*

La forza meccanica che agisce sulla membrana è definita dall'equazione :

$$F_m = \frac{2\,S}{8\,\pi\,\mu_0}\,(B_0 + b)^2,$$

in cui B_0 è l'induzione magnetica dovuta al magnetismo permanente, b il valore istantaneo dell'induzione dovuta alla corrente che circola nell'avvolgimento del telefono, S la superficie di ciascuna delle due sezioni di passaggio del flusso e μ_0 la permeabilità dell'aria.

([1]) Éclairage électrique, 1907, L, p. 221.
([2]) Proc. Am. Academy of Arts and Sciences, 1912, XLVIII, p. 113.
([3]) Journal A. I. E. E., 1921, XL, p. 791.



Ponendo $b = B \operatorname{sen} \omega t$ si ha:

$$F_m = \frac{2\,S}{8\,\pi\,\mu_0}\,[B_0^2 + 2\,B_0\,B \operatorname{sen} \omega\,t + B^2 \operatorname{sen}^2 \omega\,t].$$

Poichè si ha sempre $B \ll B_0$, si può trascurare il terzo addendo rispetto al secondo ed allora la forza vibromotrice, ossia la componente variabile della F_m, diventa una grandezza alternativa di ampiezza:

$$F = \frac{S}{2\,\pi\,\mu_0}\,B_0\,B.$$

Se ora indichiamo con $\mathcal{R}$ la riluttanza del circuito magnetico e con N il numero delle spire dell'avvolgimento, abbiamo:

$$B\,S = \frac{4\,\pi\,N\,I}{\mathcal{R}},$$

da cui:

$$F = \frac{2\,B_0\,N}{\mu_0\,\mathcal{R}}\,I = A\,I. \tag{2}$$

Il coefficiente:

$$A = \frac{2\,B_0\,N}{\mu_0\,\mathcal{R}}$$

prende il nome di *fattore di forza.*

La contro f. e. m. E, in funzione dello spostamento della membrana, risulta espressa da:

$$E = A\,U \tag{3}$$

dove U è l'ampiezza della velocità di spostamento.

Infatti uno spostamento x della membrana verso il magnete fa diminuire la riluttanza $\mathcal{R}$, considerata a membrana ferma, di:

$$\frac{2\,x}{\mu_0\,S};$$

la riluttanza diventa quindi:

$$\mathcal{R}_x = \mathcal{R} - \frac{2\,x}{\mu_0\,S}$$

e il flusso che si concatena con l'avvolgimento risulta:

$$\Phi = B_0\,S \left(\frac{\mathcal{R}}{\mathcal{R} - \dfrac{2\,x}{\mu_0\,S}} \right) = B_0\,S \left(1 - \frac{2\,x}{\mu_0\,S\,\mathcal{R}} \right)^{-1}.$$

Dato che lo spostamento x della membrana è sempre piccolo di

fronte al traferro, il termine :

$$\frac{2\,x}{\mu_0\, S\, \mathcal{R}}$$

è molto minore di 1 e per conseguenza il termine :

$$\left(1 - \frac{2\,x}{\mu_0\, S\, \mathcal{R}}\right)^{-1}$$

sviluppato colla formula del binomio diventa :

$$\left(1 + \frac{2\,x}{\mu_0\, S\, \mathcal{R}}\right).$$

Il flusso Φ risulta allora espresso da :

$$\Phi = B_0\, S \left(1 + \frac{2\,x}{\mu_0\, S\, \mathcal{R}}\right)$$

e la contro f. e. m. indotta E risulta :

$$E = N \frac{d\,\Phi}{d\,t} = \frac{2\,B_0\,N}{\mu_0\, S\, \mathcal{R}} \frac{d\,x}{d\,t} = A\,U\ .$$

Il movimento della membrana si definisce con una equazione, che chiameremo *equazione meccanica del telefono.*

Essa si ottiene considerando la membrana come un sistema meccanico semplice costituito da una massa equivalente m (dine·sec^2/cm), concentrata nel suo punto centrale, che si muove con una rigidezza equivalente s (dine/cm), incontrando una resistenza meccanica equivalente r (dine·sec/cm), sotto l'azione della forza vibromotrice $f = F$ sen $\omega\, t$ (dine) :

$$m \frac{d^2\,x}{d\,t^2} + r \frac{d\,x}{d\,t} + s\,x = f\ .$$

Questa equazione, supposto lo spostamento x funzione sinoidale del tempo, si può esprimere colle notazioni del metodo simbolico, in funzione della velocità di spostamento $u = d\,x/d\,t$, in modo perfettamente analogo a quello che definisce l'impedenza di un circuito elettrico comprendente resistenza, autoinduzione e capacità.

Si introduce così il concetto di *impedenza meccanica,* la quale risulta espressa dalla relazione :

$$z = \frac{F}{U} = r + j\left(\omega\, m - \frac{s}{\omega}\right). \tag{4}$$

Ricordando allora l'espressione (2) $F = A\,I$, l'equazione meccanica del telefono si scrive semplicemente :

$$z\,U = A\,I. \tag{5}$$

L'equazione elettrica del telefono, in base alle formule (3) e (5), si può porre sotto la forma:

$$V = \left(Z_0 + \frac{A^2}{z} \right) I, \tag{6}$$

la quale indica che la impedenza effettiva del telefono si può considerare come la somma dell'impedenza statica Z_0, che si ha a membrana ferma, e di una impedenza dinamica $Z_1 = A^2/z$ dovuta al movimento della membrana.

Si vede facilmente che, se A è costante e sono costanti le componenti r, m e s dell'impedenza meccanica z, il modo di variare dell'impedenza (elettrica) dinamica Z_1 al variare della pulsazione ω è

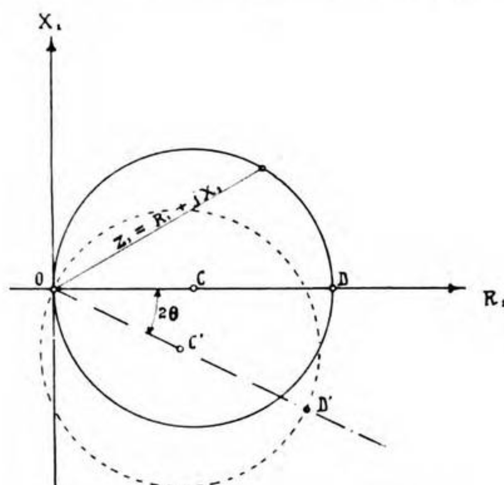


Fig. 1. — Diagramma vettoriale di variazione dell'impedenza dinamica di un telefono in funzione della frequenza. - Cerchio di Kennelly.

rappresentabile con un diagramma vettoriale in forma di cerchio (*cerchio di Kennelly*). Questo cerchio (fig. 1) passa per l'origine O, ha il suo centro C sull'asse reale ed ha per diametro OD il valore A^2/r dell'impedenza dinamica corrispondente al minimo di impedenza meccanica, cioè alla condizione di risonanza meccanica $s/m = \omega^2$.

Le due equazioni caratteristiche (4) e (6) del telefono:

$$\begin{cases} V = Z_0 I + A U \\ 0 = -z U + A I, \end{cases}$$

paragonate colle equazioni:

$$\begin{cases} V = Z_1 I_1 + j \omega M I_2 \\ 0 = Z_2 I_2 + j \omega M I_1 \end{cases}$$

del sistema elettrico di fig. 2, ci permettono di sostituire idealmente al sistema elettromagnetico e meccanico del telefono un sistema equivalente, costituito da due circuiti accoppiati e caratterizzato da costanti puramente elettriche.

Il comportamento del telefono in base alle considerazioni teoriche sopra esposte non corrisponde tuttavia esattamente a quanto si può ricavare da misurazioni dirette. Infatti il diagramma vettoriale di variazione dell'impedenza dinamica al variare della frequenza si avvicina notevolmente ad un cerchio, il quale però ha il centro C' situato sopra una retta uscente dall'origine che forma (nel verso negativo) un angolo $2\,\theta$ coll'asse reale; il diametro del cerchio $O\,D'$, che rappresenta ancora A^2/r e definisce la condizione di risonanza della membrana, è quindi una quantità complessa con un angolo di fase $2\,\theta$ (argomento $-2\,\theta$).

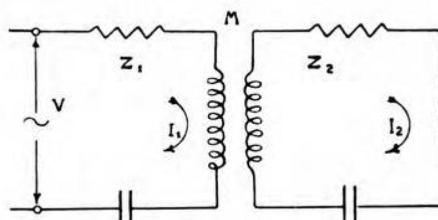


Fig. 2. — Circuito equivalente di un ricevitore telefonico.

Considerare il fattore di forza A come grandezza complessa (con angolo θ di fase), significa ammettere che la forza vibromotrice F sia sfasata in ritardo dell'angolo θ rispetto alla corrente I che la provoca. Ciò si spiega ammettendo la presenza di isteresi e di correnti parassite, indotte nella massa dei poli del magnete e nella membrana.

Si può, per tener conto di tali elementi, introdurre nel circuito equivalente del telefono di fig. 2 un terzo avvolgimento in corto circuito, opportunamente concatenato coi precedenti. Il sistema di tre equazioni, che definisce questo circuito, si può ricondurre alle sole due equazioni caratteristiche del telefono introducendo nuovi parametri Z_0 , A , z opportunamente modificati, i quali risultano, in particolare, funzioni anche della frequenza.

Varie approssimazioni introdotte nella teoria per semplificare lo svolgimento analitico e renderne possibile la risoluzione, conducono ad altre divergenze coi risultati dell'esperienza: in ispecie i cerchi, che rappresentano i diagrammi vettoriali di variazione della impedenza dinamica, possono riuscire alquanto deformati, perchè nella teoria non si è tenuto conto che l'induttanza del telefono varia ciclicamente con lo spostarsi della membrana a causa delle variazioni del traferro e si sono altresì trascurate le azioni elettrodinamiche tra corrente di alimentazione e correnti indotte nella membrana e simili. Questi fattori introducono termini di secondo grado nelle equazioni così da rendere assai complessa la risoluzione.

Lo studio pratico del comportamento del telefono deve ancora tener conto della conformazione geometrica e della costituzione fisica dei corpi posti in vicinanza della membrana, in ispecie del padiglione, i quali creano particolari condizioni di risonanza del mezzo posto in vibrazione e provocano mutamenti della resistenza opposta al movimento della membrana stessa.

E' necessario pertanto introdurre, per uno studio più accurato del telefono, il concetto di *impedenza acustica*, sopra la quale lavora la membrana: impedenza che si definisce con esattezza solo considerando la propagazione sonora per onde piane in tubi. In questo caso infatti l'impedenza acustica, in una data sezione del tubo, è il rapporto tra l'eccesso di pressione (sulla pressione ambiente) e la velocità delle particelle, in corrispondenza della sezione considerata.

Le dimensioni dell'impedenza acustica z' risultano quindi:

$$[L^{-2}\ M^1\ T^{-1}],$$

laddove quelle dell'impedenza meccanica z sono $[L^0\ M^1\ T^{-1}]$. L'impedenza acustica Z' corrisponde perciò ad una impedenza meccanica z riferita all'unità di superficie.

Scopo del presente lavoro è quello di dedurre e di sviluppare, in casi particolarmente semplici, le relazioni che intercorrono fra le tre classi di impedenze che si presentano nello studio del ricevitore telefonico: *impedenze elettriche* (statiche e dinamiche), *impedenze meccaniche* ed *impedenze acustiche*, e ricavarne alcune applicazioni nel campo delle misure elettroacustiche.

2. - Comportamento di un telefono accoppiato ad un risuonatore.

L'impedenza meccanica z della membrana, che figura nelle equazioni caratteristiche del telefono precedentemente esposte, è la risultante delle proprietà meccaniche della membrana e dell'effetto di reazione del mezzo circostante posto in vibrazione.

Volendo studiare il comportamento del telefono al variare dell'impedenza acustica del mezzo, l'equazione (5) del movimento della membrana si può scrivere in modo più particolareggiato:

$$(z + z' S)\, U = A\, I\,, \tag{7}$$

in cui z rappresenta l'impedenza meccanica della membrana in assenza del risuonatore e z' l'impedenza acustica determinata sulla superficie S della membrana dalla presenza del risuonatore.

L'equazione elettrica del telefono (6) si può scrivere allora nella forma seguente:

$$Z = \frac{V}{I} = Z_0 + \frac{A^2}{z + z' S} \tag{8}$$

dove:

$$\frac{A^2}{z + z' S}$$

rappresenta l'impedenza dinamica Z_1.

Supponiamo ora di accoppiare il telefono ad un tubo di lunghezza l e di sezione S (fig. 3), caratterizzato dal punto di vista della propagazione del suono da un'impedenza acustica caratteristica z_c e da una costante di propagazione $P = \alpha + j\beta$. Nell'ipotesi di propagazione del suono per onde piane, le equazioni che definiscono la propagazione sonora ([4]) risultano perfettamente analoghe a quelle che defini-

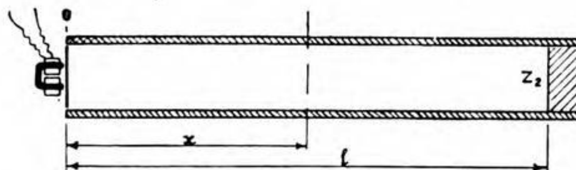


Fig. 3. — Telefono accoppiato ad un tubo risuonatore.

scono la propagazione elettromagnetica nelle linee e si possono pertanto da queste ricavare. Così, supposto di chiudere l'altra estremità del tubo con una impedenza acustica $Z_2 = R_2 + jX_2$, l'impedenza acustica all'origine (cioè in corrispondenza della membrana del telefono) risulta:

$$z' = z_c \left[\frac{Z_2 \cosh P l + z_c \operatorname{senh} P l}{z_c \cosh P l + Z_2 \operatorname{senh} P l} \right]. \tag{9}$$

Nel caso particolare di propagazione senza perdite di energia:

1°) la parte reale della costante di propagazione P è nulla e il coefficiente della parte immaginaria risulta $\beta = 2\pi f/c$, ove f è la frequenza del fenomeno armonico considerato e c la velocità di propagazione del suono;

2°) il coefficiente della parte immaginaria dell'impedenza acustica caratteristica è nullo e la parte reale risulta ρc, ove ρ è la densità del mezzo in cui avviene la propagazione.

Sostituendo le due relazioni $P = j\beta$; $z_c = \rho c$ nella (9) si ottiene:

$$z' = \varrho c \left[\frac{Z_2 \cos \beta l + i \varrho c \operatorname{sen} \beta l}{\varrho c \cos \beta l + j Z_2 \operatorname{sen} \beta l} \right]. \tag{10}$$

L'impedenza dinamica del telefono Z_1, in base alle relazioni (8) e (9), risulta espressa da:

$$Z_1 = \frac{A^2}{z + \varrho c S \left[\dfrac{Z_2 \cos \beta l + j \varrho c \operatorname{sen} \beta l}{\varrho c \cos \beta l + j Z_2 \operatorname{sen} \beta l} \right]}, \tag{11}$$

([4]) I. B. CRANDALL: Theory of vibrating systems and sound - Macmillan, London, 1927, p. 95.

equazione generale dell'impedenza dinamica del telefono accoppiato ad un risuonatore, che svilupperemo in alcuni casi particolarmente semplici.

a) *Tubo di lunghezza l variabile con impedenza acustica* $Z_2 = \infty$.

Queste condizioni, illustrate in fig. 4, si attuano facendo scorrere nel tubo un pistone di materiale che riflette perfettamente il suono, quale ad es. un disco di metallo a superficie levigata e di notevole spessore.

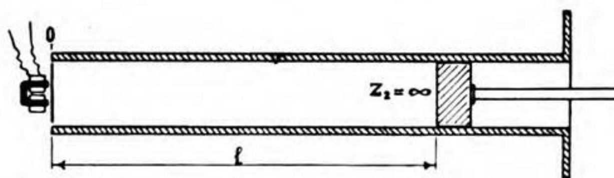


Fig. 4. — Telefono accoppiato a un tubo di lunghezza variabile chiuso da impedenza acustica infinita.

L'equazione (11) dell'impedenza dinamica del telefono diventa:

$$Z_1 = R_1 + j\,X_1 = \frac{A^2}{z - j\,\varrho\,c\,S\cot\beta\,l}\,. \tag{12}$$

Questa equazione può essere scritta:

$$\frac{1}{Z_1} = \frac{z}{A^2} - j\,\frac{\varrho\,c\,S\cot\beta\,l}{A^2}\,.$$

Ponendo:

$$z = r + j\,x\,; \quad \frac{1}{A^2} = a_1 + j\,a_2$$

e sostituendo tali espressioni nella (12), si ottiene, eguagliando le parti reali e i coefficienti delle parti immaginarie dei due membri, il sistema di equazioni:

$$\left\{\begin{aligned} &\frac{R_1}{R_1^2 + X_1^2} - a_1\,r + a_2\,x = a_2\,\varrho\,c\,S\cot\beta\,l \\ &\frac{X_1}{R_1^2 + X_1^2} + a_2\,r + a_1\,x = a_1\,\varrho\,c\,S\cot\beta\,l\,. \end{aligned}\right. \tag{13}$$

Eliminando tra le due equazioni il termine $\cot\beta\,l$, si ha:

$$R_1^2 + X_1^2 = \frac{a_1\,R_1 - a_2\,X_1}{r\,(a_1^2 + a_2^2)} \tag{14}$$

equazione che rappresenta nelle coordinate R_1 e X_1 il modo di variare dell'impedenza dinamica $Z_1 = R_1 + j\, X_1$ nel caso considerato.

L'equazione (14) è caratteristica di un cerchio ed è identica a quella che definisce il cerchio d'impedenza dinamica al variare della frequenza (cerchio di Kennelly, rappresentato in fig. 1).

Si ha però una sostanziale differenza nella determinazione di questi due cerchi in via sperimentale. Per tracciare il cerchio di Kennelly occorrono due serie di misure: a membrana bloccata ed a membrana libera per determinare rispettivamente l'impedenza statica e quella totale; l'impedenza dinamica risulta dalla differenza di queste due determinazioni. Per tracciare invece il cerchio d'impedenza dinamica a lunghezza di risuonatore variabile si ricorre senz'altro ai risultati della misura di impedenza totale, poichè la impedenza statica rimane costante, essendo costante la frequenza. L'origine delle coordinate R_1 e X_1 (componenti dell'impedenza dinamica) si trova sul cerchio nel punto corrispondente a $\beta\, l = k\, \pi$.

Un'applicazione pratica di queste misure può essere la determinazione dei parametri caratteristici di un telefono in funzione della frequenza.

Come abbiamo già ricordato nell'esposizione sommaria della teoria del ricevitore telefonico, i parametri del telefono risultano variabili colla frequenza, quando si tenga conto anche delle perdite. Col cerchio di Kennelly i parametri che si possono ricavare valgono soltanto per la frequenza di risonanza; invece, mediante il procedimento che stiamo esponendo, si possono ottenere per una vasta gamma di frequenze i valori dei parametri in funzione della frequenza stessa.

I parametri sono:

$$1/A^2 = \alpha_1 + j\, \alpha_2; \quad z = r + j\, x; \quad Z_0 = R_0 + j\, X_0$$

e si possono calcolare dalle equazioni (13) per dati valori di l mediante opportune eliminazioni.

Un metodo semplice di calcolo può essere il seguente: consideriamo i due valori di l per i quali si abbia rispettivamente $X_1 = 0$ ed $R_1 = 0$: indichiamo tali lunghezze con l_1 ed l_2 e con C e D rispettivamente i moduli dell'impedenza dinamica per tali valori di l. C è una resistenza pura, e D una reattanza: essi sono rappresentati nel diagramma vettoriale dai segmenti intercettati sugli assi dal cerchio delle impedenze.

Le equazioni (13) assumono la forma:

$$\begin{cases} \dfrac{1}{C} - \alpha_1\, r + \alpha_2\, x = \alpha_2\, \varrho\, c\, S \cot \beta\, l_1 \\ \alpha_2\, r + \alpha_1\, x = \alpha_1\, \varrho\, c\, S \cot \beta\, l_1 \\ - \alpha_1\, r + \alpha_2\, x = \alpha_2\, \varrho\, c\, S \cot \beta\, l_2 \\ - \dfrac{1}{D} + \alpha_2\, r + \alpha_1\, x = \alpha_1\, \varrho\, c\, S \cot \beta\, l_2\,. \end{cases}$$

Risolvendo questo sistema rispetto alle incognite r, x, α_1, α_2, si

ottiene :

$$(14) \quad \begin{cases} r = \dfrac{C\,D}{C^2+D^2}\,\varrho\,c\,S\,(\cot\beta\,l_1 - \cot\beta\,l_2) \\ x = \dfrac{\varrho\,c\,S}{C^2+D^2}\,(C^2\cot\beta\,l_1 + D^2\cot\beta\,l_2) \end{cases}$$

$$(15) \quad \begin{cases} a_1 = \dfrac{1}{D\,\varrho\,c\,S\,(\cot\beta\,l_1 - \cot\beta\,l_2)} \\ a_2 = \dfrac{1}{C\,\varrho\,c\,S\,(\cot\beta\,l_1 - \cot\beta\,l_2)}\,. \end{cases}$$

Per $\beta\,l = k\,\pi$ ($k = 1, 2, 3, \ldots$) si ha $R_1 = 0$ ed $X_1 = 0$; le componenti della impedenza totale effettiva misurata sono eguali a quelle dell'impedenza statica del ricevitore per quella data frequenza.

b) *Tubo di lunghezza costante chiuso da impedenza Z_2 variabile.*

Questo caso, illustrato in fig. 5, presenta particolare interesse, se le determinazioni di impedenza sono eseguite per lunghezze del tubo

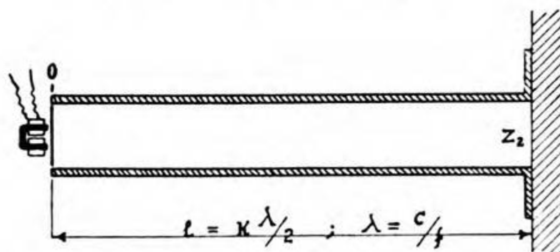


Fig. 5. — Telefono accoppiato a un tubo di lunghezza costante chiuso da impedenza variabile.

eguali a multipli di mezza lunghezza d'onda ($\beta\,l = k\,\pi$). La formula (11) diventa in tal caso :

$$(16) \quad Z_1 = \frac{A^2}{z + Z_2\,S}\,.$$

Indichiamo con R_2 ed X_2 le componenti reale ed immaginaria dell'impedenza Z_2 : dalla relazione (16), scissa nelle eguaglianze fra parti reali ed immaginarie, si ottiene :

$$(17) \quad \begin{cases} R_2 = \dfrac{a_1\,R_1 - a_2\,X_1}{S\,(a_1^2 + a_2^2)\,(R_1^2 + X_1^2)} - \dfrac{r}{S} \\ X_2 = -\dfrac{a_2\,R_1 + a_1\,X_1}{S\,(a_1^2 + a_2^2)\,(R_1^2 + X_1^2)} - \dfrac{x}{S}\,. \end{cases}$$

La conoscenza di R_2 e di X_2 riesce di particolare interesse per la determinazione dei coefficienti di riflessione e di assorbimento di materiali, che sono parametri di grande utilità per l'acustica applicata, per lo studio della correzione del tempo di riverberazione negli uditorii, per l'isolamento acustico degli ambienti, ecc.

Un campione del materiale in esame viene appoggiato all'estremità libera del tubo regolato in risonanza sulla frequenza di alimentazione del telefono; le formule (17) ci indicano la possibilità della misura di un'impedenza acustica mediante determinazioni di carattere puramente elettrico, noti che siano i parametri caratteristici del telefono.

Ponendo (5) il modulo del coefficiente di riflessione (rapporto fra intensità incidente e intensità riflessa) sotto la forma:

$$R = \left| \frac{Z_2 - \varrho c}{Z_2 + \varrho c} \right|, \tag{18}$$

il coefficiente di assorbimento (rapporto fra potenza assorbita e potenza incidente) risulta definito da $1 - R^2$. Per agevolare i calcoli del coefficiente R si può ricorrere ad un abaco quotato in R costante nelle coordinate R_2 e X_2 dedotte dalle formule (17). Si può facilmente constatare che il luogo dei punti per cui $R = cost.$ è un cerchio; i vari cerchi che si hanno per i diversi valori di R formano un fascio avente due punti base reali.

Si può inoltre rilevare che i diagrammi di $R = cost.$ tracciati in coordinate R_1 e X_1 costituiscono ancora un fascio di cerchi a punti base reali. Questa proprietà facilita la costruzione di un abaco, che permette di passare direttamente dalla misura di R_1 e X_1 alla conoscenza del coefficiente R e quindi anche del coefficiente di assorbimento. L'equazione del fascio di cerchi $R = cost.$ nelle coordinate R_1 e X_1 è:

$$\begin{aligned} &(R_1^2+X_1^2)(a_1^2+a_2^2)(r^2+x^2 - 2Kr.\varrho c S+\varrho^2 c^2 S^2) + \\ &+ 2R_1[a_2 x - a_1(r - K\varrho c S)] + 2X_1[a_1 x + a_2(r - K\varrho c S)] + 1 = 0 \end{aligned} \tag{19}$$

dove:

$$K = \frac{R^2+1}{R^2-1}.$$

Per $R = 1$ $(K = \infty)$, si ottiene il cerchio di equazione:

$$R_1^2 + X_1^2 = \frac{a_1 R_1 - a_2 X_1}{r(a_1^2 + a_2^2)}, \tag{20}$$

che è lo stesso cerchio corrispondente alla (14) del paragrafo precedente. Le coordinate del punto base si ottengono ponendo $R = 0$

(5) I. B. Crandall, l. c., pp. 94 e 188; C. Wente e E. Bedell: Bell S. T. J., 1928, VII, p. 1.

$(K = -1)$; esse sono:

$$(21)\quad \begin{cases} R_1 = \dfrac{a_2\, x - a_1\,(r - \varrho\, c\, S)}{(a_1^2 + a_2^2)\,[x^2 + (r - \varrho\, c\, S)^2]} \\[2ex] X_1 = -\dfrac{a_1\, x + a_2\,(r - \varrho\, c\, S)}{(a_1^2 + a_2^2)\,[x^2 + (r - \varrho\, c\, S)^2]}\,. \end{cases}$$

Il raggio vettore $\overline{O\,B}$ (fig. 14), che fa capo al punto base, ha per modulo:

$$\left| \frac{A^2}{Z - \varrho\, c\, S} \right|.$$

c) *Tubo di piccola lunghezza.*

Il caso di un telefono accoppiato con un tubo di lunghezza piccola, nei confronti della lunghezza d'onda di propagazione, si può studiare direttamente, considerando il sistema acustico a due gradi di libertà ([6]), oppure ricavandone le equazioni da quelle generali stabilite attraverso il concetto di impedenza acustica.

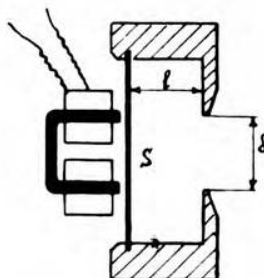


Fig. 6. — Telefono munito di padiglione acustico.

Lo studio di questo sistema trova applicazione nella determinazione del comportamento di un telefono con il suo padiglione. Considerando il padiglione come un risuonatore (fig. 6) e trascurando in prima approssimazione le cause dissipative, l'applicazione delle equazioni generali di comportamento del sistema acustico conduce ad una impedenza di lavoro, agente sulla membrana del telefono, espressa dalla relazione:

$$(22)\qquad z' = -j\, \frac{\varrho\, c\, S}{\dfrac{\omega\, l}{c}\, S - \dfrac{c}{\omega}\, \delta}\,.$$

([6]) I. B. Crandall, l. c., p. 59.

Ricordando la forma del circuito equivalente del telefono indicata in fig. 2, si può immaginare che il secondario sia chiuso da una impedenza equivalente a quella espressa dalla formula (22). Questa impedenza può essere quella di un'induttanza $L = \rho S/\delta$ in parallelo con una capacità $C = l/\rho c^2$.

Il diagramma di variazione dell'impedenza dinamica del telefono al variare della frequenza è ancora un cerchio, che si può dimostrare essere eguale al cerchio di Kennelly già considerato.

Tenendo conto, per un calcolo più esatto, anche delle cause dissipative, l'equazione (22) diventa:

$$z' = \frac{\dfrac{\varrho\, c\, S}{\delta} - j\,\dfrac{\varrho\, c^2\, \delta}{4\,\pi\,\omega\, l}}{\dfrac{\delta}{4\,\pi} + j\left[\dfrac{\omega\, l}{c\,\delta}\, S - \dfrac{c}{\omega}\right]} \tag{23}$$

e il circuito equivalente comporta allora anche una resistenza $R = \rho\, c\, \delta / l$ in serie coll'induttanza, come è indicato in fig. 7.

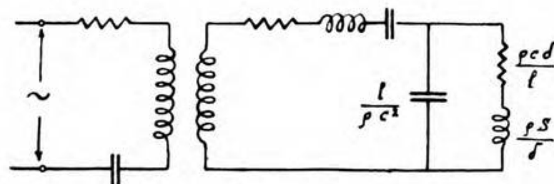


Fig. 7. — Circuito equivalente di un telefono con padiglione.

Dall'analisi di questo circuito si può rilevare l'esistenza di due massimi d'impedenza per due frequenze, che risultano differenti dalla frequenza propria di risonanza della membrana del telefono.

Partendo dalle equazioni (10) della propagazione del suono nei tubi, si può, nell'ipotesi di piccola lunghezza di tubo, trascurare i termini in $\overline{\beta\, l}^2$. Si ha allora per l'impedenza acustica applicata in corrispondenza della membrana del telefono, la seguente espressione:

$$z' = \varrho\, c\, \frac{Z_2 + j\,\varrho\, c\,\beta\, l}{\varrho\, c + j\, Z_2\, \beta\, l}\,. \tag{24}$$

Potrebbe sembrare conveniente l'applicazione di questa formula alla determinazione delle impedenze acustiche Z_2 dei materiali; ma nel caso di $\beta\, l$ molto piccolo non è più lecito supporre il movimento della membrana come quello di un pistone equivalente e quindi, dovendo introdurre espressioni più complesse, verrebbe a mancare al metodo il pregio della semplicità.

d) *Impedenza di un telefono in un mezzo a pressione ridotta.*

In particolari ricerche, quali la determinazione del rendimento di un ricevitore telefonico e la separazione delle perdite, si debbono eseguire misure d'impedenza in varie condizioni di pressione ambiente ([7]).

Nel valutare in questo caso l'impedenza meccanica z della membrana, si deve distinguere la resistenza meccanica in due parti, l'una r_0, dovuta all'attrito interno della membrana, l'altra r_s, aggiunta per effetto della reazione del mezzo circostante. Analogamente si debbono distinguere una massa m_0 propria della membrana ed una massa m_s aggiunta e corrispondente al volume di fluido trascinato nel movimento.

L'espressione (4) dell'impedenza meccanica diventa allora:

$$z = r_0 + r_s + j\left(\omega\, m_0 + \omega\, m_s - \frac{s}{\omega}\right).$$

Seguendo la teoria di Lord Rayleigh ([8]), la resistenza e la massa aggiunta, per una membrana circolare di raggio R che vibra in un mezzo indefinito, si possono esprimere rispettivamente colle formule seguenti:

$$r_1 = \varrho\, c\, \pi\, R^2 \left[1 - \frac{J_1\left(\dfrac{4\,\pi}{\lambda} R\right)}{\dfrac{2\,\pi}{\lambda} R}\right] \; ; \quad m_s = \frac{\pi\,\varrho}{\dfrac{16\,\pi^3}{\lambda^3}}\, K_1\left(\frac{4\,\pi}{\lambda} R\right),$$

dove c è la velocità di propagazione del suono, λ la lunghezza d'onda, ρ la densità del mezzo e J_1 e K_1 sono funzioni di Bessel e Neumann di argomento $4\,\pi\,R/\lambda$. Si rileva che r_s ed m_s risultano proporzionali alla densità ρ e se ne deduce agevolmente, che al variare di ρ, ossia al variare della pressione, corrisponde ancora un diagramma polare di impedenza dinamica del telefono, avente la forma di un cerchio.

3. - Ricerche sperimentali.

Le ricerche sperimentali, di cui diamo conto nel presente paragrafo, stanno a confermare la possibilità di una effettiva applicazione delle formule e dei metodi di misura, esposti nel paragrafo precedente.

Tutte le determinazioni si basano essenzialmente su misure di impedenze, le quali sono state eseguite mediante un ponte di Maxwell, alimentato da un oscillatore a nota di battimenti, attraverso un traslatore schermato. Come indicatore di zero si è adottato un milliamperometro inserito sull'uscita di un amplificatore a tre stadi a resistenza e capacità.

([7]) E. D. COOK: G. E. R., 1930, XXXIII, p. 505.

([8]) Lord RAYLEIGH: The theory of sound - Macmillan, London, 1896, vol. II, p. 162.

Parte delle misure sono state eseguite accoppiando al telefono un tubo di data lunghezza; per la deduzione dei risultati è quindi necessaria la conoscenza della velocità del suono alle condizioni di

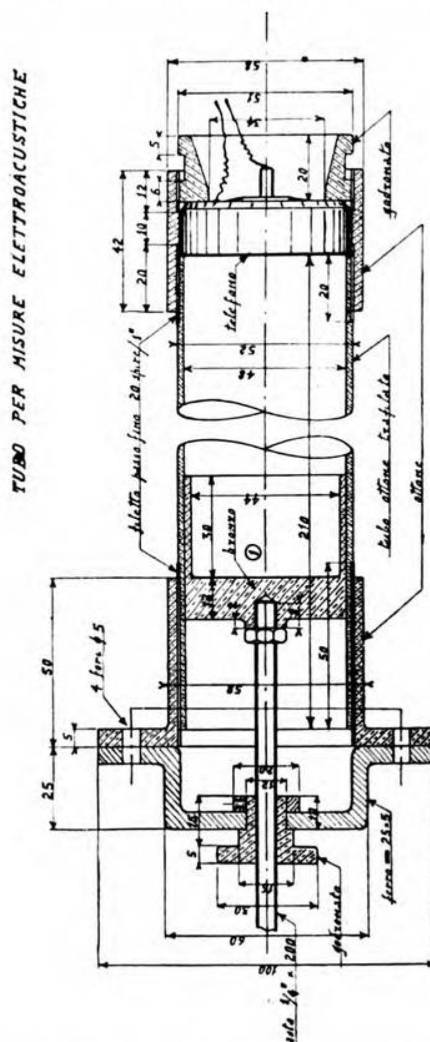


Fig. 8. — Particolari costruttivi del tubo risuonatore.

esperienza. Ora la velocità del suono è funzione della temperatura: dalle tabelle dello Schaeffer si hanno i seguenti dati:

temperatura	0°	10°	20°	30°	40°
velocità del suono (m/s) . .	331,8	337,8	343,8	349,6	355,3.

Le variazioni di velocità per effetto di variazioni di pressione atmosferica sono del tutto trascurabili, come pure quelle dovute a vari gradi di umidità.

La variazione di velocità del suono Δc nel caso di propagazione entro tubi è data dalla formula di Helmholtz:

$$\frac{\Delta c}{c} = - \frac{\gamma}{d\sqrt{\pi f}}$$

dove c è la velocità del suono nell'aria, d il diametro del tubo, espresso in cm, f la frequenza e γ un coefficiente d'attrito contro le pareti, che per l'aria, a temperatura e pressione normale, ha il valore 0,54.

La variazione percentuale per frequenza di 1000 hertz in un tubo di 5 cm di diametro risulta del $-0,17\%$.

a) *Determinazione dei parametri elettroacustici di un telefono.*

Queste determinazioni sono state eseguite sopra un telefono di 54 ohm di resistenza (misurata con corrente continua) non munito di

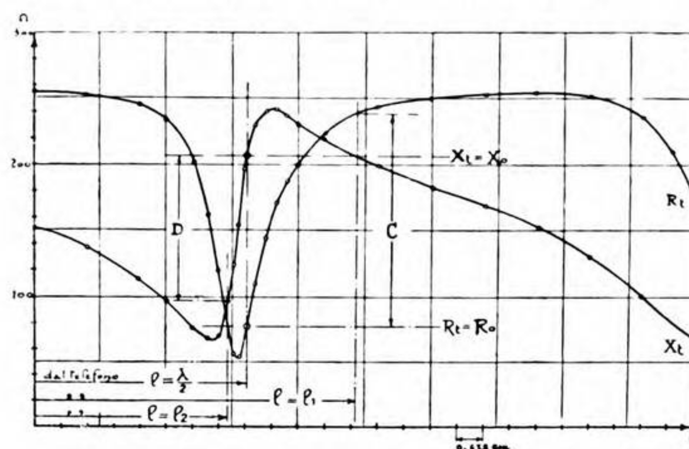


Fig. 9. — Resistenza e reattanza di un telefono in funzione della lunghezza del tubo risuonatore.

padiglione e sistemato all'estremità di un tubo di ottone avente un diametro di 4,8 cm. Nell'interno del tubo, rappresentato nei suoi particolari costruttivi in fig. 8, è scorrevole a tenuta d'aria un pistone munito di un comando a vite-madrevite per la regolazione dello spostamento; la superficie interna del pistone è levigata e si può pertanto ritenere tale superficie come perfettamente riflettente, ossia avente una impedenza acustica $Z_2 = \infty$ [9]. Al variare della posizione

[9] L'apparecchio è stato costruito con grande precisione e cortesemente offerto al laboratorio dalla « Fiat - Grandi Motori ».

del pistone nel tubo i valori di impedenza misurati al ponte ci permettono di ricavare i parametri del telefono applicando le equazioni (14) e (15) stabilite nel paragrafo 2 *a*).

Nelle condizioni di esperienza, a 20° di temperatura, la densità dell'aria era $\rho = 0{,}001204$; la velocità del suono corretta $c = 34.000$ cm/sec; la superficie della membrana $S = 15{,}2$ cm^2; la frequenza della corrente di alimentazione $f = 1460$ hertz (lunghezza d'onda di propagazione $\lambda = 23{,}3$ cm).

Le misure eseguite hanno dato i seguenti risultati:

$$r = 2750 \quad ; \quad x = -1185 \quad ; \quad \alpha_1 = 3080 \quad ; \quad \alpha_2 = 2115,$$

tutti espressi in unità assolute;

$$R_0 = 138 \text{ ohm} \quad ; \quad X_0 = 203 \text{ ohm}.$$

La fig. 9 rappresenta l'andamento delle componenti reale ed immaginaria dell'impedenza del telefono in funzione della lunghezza

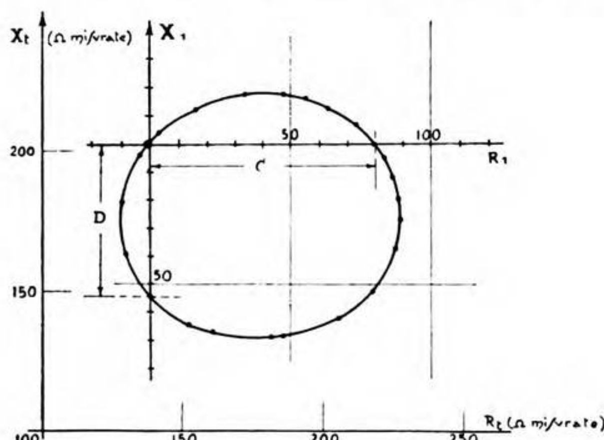


Fig. 10. — Diagramma vettoriale di impedenza dinamica di un telefono per varie lunghezze di risuonatore.

del risuonatore; la fig. 10 rappresenta il diagramma circolare dedotto dai dati precedenti, mentre la fig. 11 dà il diagramma delle impedenze del telefono in funzione della frequenza e il cerchio di Kennelly, che, come si può constatare, risulta molto prossimo al cerchio di fig. 10 come si era previsto teoricamente. Anche la impedenza statica risulta dello stesso valore sia ricavandola col metodo del risuonatore, sia deducendola per extrapolazione dai diagrammi tracciati in funzione della frequenza.

Questo fatto dimostra che, con il tubo di mezza lunghezza d'onda, la lamina del telefono può ritenersi come bloccata.

Durante le misure bisogna aver cura di mantenere costante la corrente di alimentazione del ricevitore, perchè al variare di essa

varia l'impedenza del telefono come è dimostrato dai diagrammi di fig. 12.

Inoltre col crescere della corrente di alimentazione si hanno risultati meno aderenti alla teoria svolta, per effetto della curvatura della caratteristica di magnetizzazione e del fatto che non si può più ritenere costante l'induttanza per tutto un periodo. Si verifica infatti,

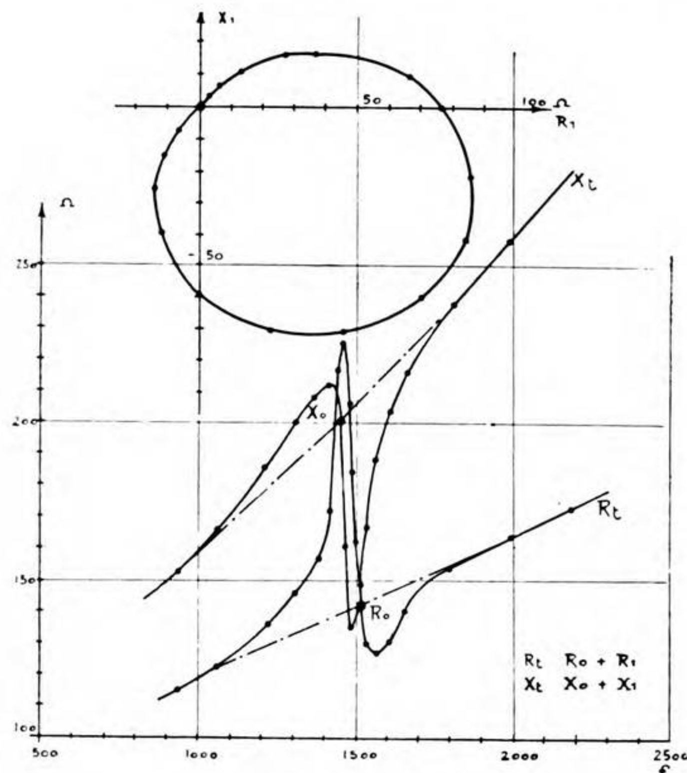


Fig. 11. — Resistenza e reattanza di un telefono in funzione della frequenza e cerchio di Kennelly.

che il diagramma vettoriale dell'impedenza dinamica, al variare della lunghezza del risuonatore, si deforma per correnti di una certa intensità com'è indicato dalla fig. 13, ove sono tracciati i diagrammi vettoriali di impedenza per due diverse intensità della corrente. E' conveniente quindi alimentare il telefono con correnti deboli, dell'ordine del milliampere, ciò che d'altronde è conforme alle effettive condizioni di funzionamento del telefono nella pratica.

Si è anche constatata sperimentalmente la possibilità di deter-

minare i parametri elettroacustici di un telefono per frequenze diverse dalla frequenza di risonanza, e quindi di studiare il modo di variare di tali parametri in funzione della frequenza.

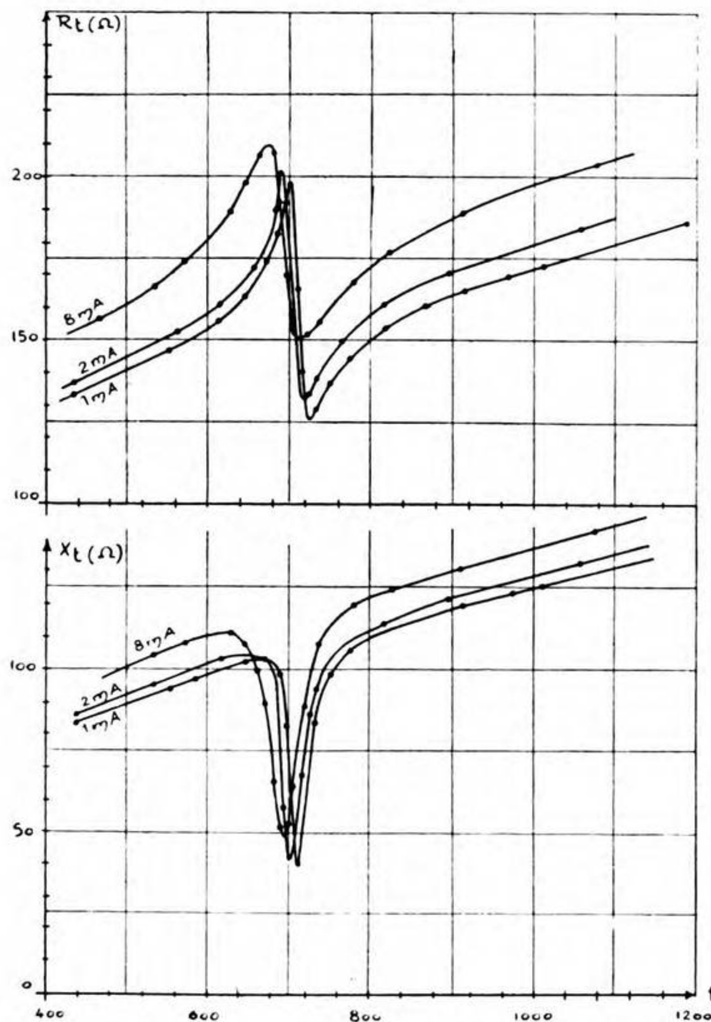


Fig. 12. — Resistenza e reattanza di un telefono per varie correnti di alimentazione.

b) *Determinazione di impedenze acustiche.*

La determinazione di impedenze acustiche presenta particolare interesse per il calcolo dei coefficienti di assorbimento dei materiali,

che si adoperano per assicurare la silenziosità o per ottenere determinati effetti acustici nelle aule, teatri, uditorii, ecc.

I metodi usati per tali determinazioni si suddividono in due principali categorie: misure di tempo di riverberazione e misure con onde stazionarie.

Col primo metodo si misura il tempo di riverberazione (come viene definito da Sabine) ([10]) in uno spazio chiuso, di determinato volume, con le pareti rivestite del materiale in esame. Partendo dalla nota formula di Sabine $\alpha T = 0{,}16\, V$ (α = coefficiente di assorbi-

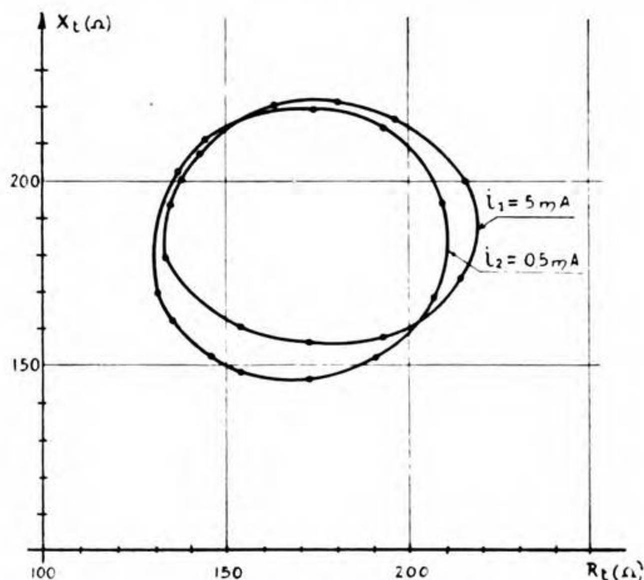


Fig. 13. — Diagrammi vettoriali di impedenza di un telefono per varie lunghezze di risuonatore e per due diverse correnti di alimentazione.

mento; T = tempo di riverberazione in secondi; V = volume del locale in m^3) si deduce, dalla conoscenza di T e di V, il coefficiente α di assorbimento del materiale in esame.

Questo metodo ha il grande pregio di porre il materiale in quelle stesse condizioni, nelle quali dovrà essere adoperato; la misura riesce però laboriosa (data la difficoltà della misura del tempo di riverberazione) e richiede anche molto materiale da esaminare.

Il metodo delle onde stazionarie è stato introdotto dal Taylor ([11]): un piccolo campione del materiale è posto all'estremità di un tubo:

([10]) I. B. Crandall, l. c., p. 205 e segg.
([11]) I. B. Crandall, l. c., p. 109.

il coefficiente di assorbimento è misurato dal rapporto fra il massimo e il minimo di pressione dell'onda stazionaria che si forma nel tubo quando esso venga alimentato acusticamente all'estremità libera.

Wente e Bedell ([12]) hanno modificato il metodo di Taylor eseguendo la misura della pressione in vicinanza della sorgente acustica, al variare della distanza del materiale dalla sorgente stessa. Dal rapporto fra massimi e minimi della pressione si può dedurre l'impedenza acustica e quindi il coefficiente di assorbimento del materiale.

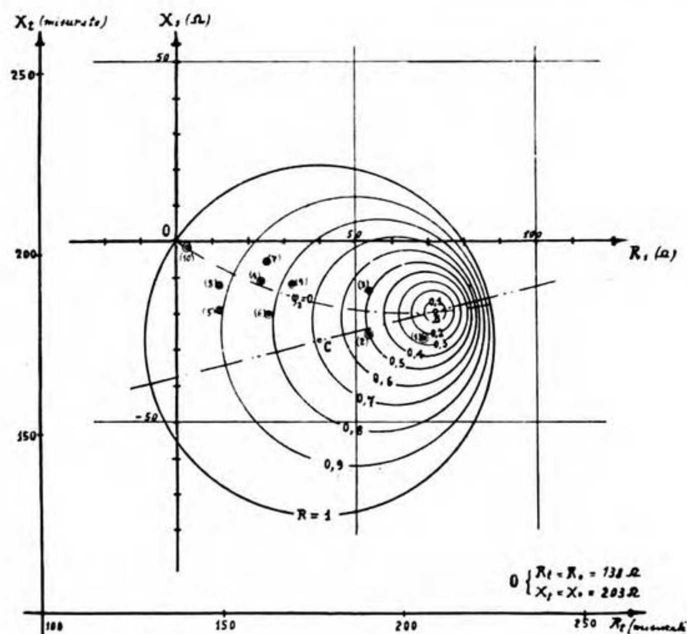


Fig. 14. — Abaco per la determinazione dei coefficienti R e dei coefficienti di assorbimento $(1 - R^2)$ dei materiali.

Il metodo esposto nel paragrafo 2 *b*) presenta il vantaggio di una misura di carattere elettrico su un tubo di lunghezza costante: l'impedenza acustica e il coefficiente di riflessione si possono avere direttamente da una sola misura di resistenza e di reattanza; non è necessario disporre di microfoni a taratura lineare o nota in limiti vasti di pressione (nelle misure del Wente il rapporto tra pressione massima e minima per corpi riflettenti al 98 % era dell'ordine di 12.000); un ulteriore vantaggio consiste nella possibilità di eseguire misure su materiali in opera appoggiando il tubo contro la parete da esaminare.

([12]) Bell S. T. J., 1928, VII, p. 1.

Per l'esecuzione corretta di questa misura occorre: 1°) conoscere i parametri elettroacustici del telefono, che si adopera come generatore acustico; il telefono deve quindi presentare garanzia di stabilità e di costanza; 2°) il tubo deve essere regolato a mezza lunghezza d'onda, di qui la necessità di alimentazione a frequenza ben costante,

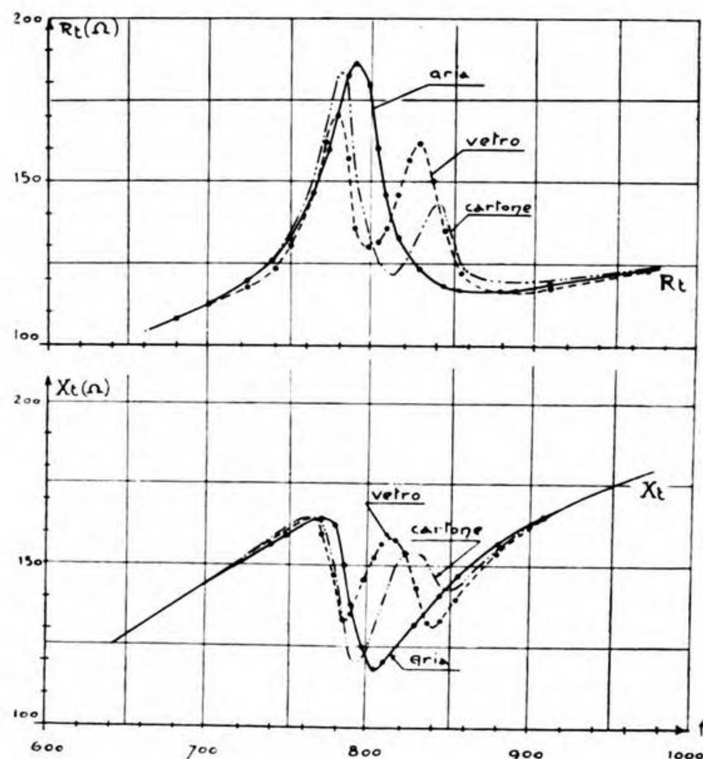


Fig. 15. — Resistenza e reattanza di un telefono con risuonatore chiuso da vari materiali.

e di portare piccole variazioni alla lunghezza del tubo (o alla frequenza) per compensare la variazione della velocità del suono in funzione della temperatura.

Difetto del metodo è quello di consentire, con un dato apparecchio, soltanto misure per una data frequenza; ma con una serie di ricevitori si può estendere la misura a tutte le frequenze corrispondenti a multipli di mezza lunghezza d'onda del tubo risuonatore.

Le misure eseguite su vari campioni di materiali acusticamente isolanti hanno dato i risultati riportati nella seguente tabella:

N. di rife-rimento	Materiale	Coeffic. di assorbimento ($f \simeq 1500\ Hz$)	
(1)	Feltro................	0,92	
(2)	Struttura mista di feltro e cuoio forato	0,75	
(3)	Mater. assorbente con fori superficiali......	0,73	0,62 ($f = 1000\ Hz$)
(4)	Lo stesso del N. 3 a superficie liscia	0,29	
(5)	Maftex	0,28	
(6)	Tretex	0,34	
(7)	Insulite-Acoustile......	0,27	0,3 ($f = 1000\ Hz$)
(8)	Insulite	0,17	0,22
(9)	Acoustolic	0,39	0,37
(10)	Marmo	0,03	

I dati dell'ultima colonna sono i coefficienti di assorbimento indicati dalle Case fornitrici di taluni dei materiali sperimentati. Non siamo a conoscenza dei metodi di misura, con cui quei valori furono dedotti e con quale approssimazione, ma la discreta concordanza fra risultati corrispondenti ci dà affidamento circa la bontà del metodo seguito. La maggiore differenza si ha per un materiale a superficie discontinua; ma questi materiali hanno coefficienti di assorbimento notevolmente variabili colla frequenza e non si può pertanto stabilire un confronto fra valori ottenuti a frequenze diverse.

In fig. 14 sono riportati i cerchi a coefficiente R costante, che permettono la deduzione immediata dei coefficienti di assorbimento dei materiali dai risultati della misura d'impedenza totale del telefono.

In questa figura sono pure indicati i punti rappresentativi dei materiali esaminati e l'arco di cerchio $\varphi_2 = 0$, che è il luogo dei punti rappresentativi dei materiali aventi una impedenza acustica puramente reale.

Le impedenze acustiche dei materiali esaminati sono state ricavate per una frequenza vicina a quella di risonanza del telefono; in queste condizioni il sistema ha la massima sensibilità. Variando la frequenza della tensione impressa al telefono nell'intorno della frequenza di risonanza della membrana (frequenza per la quale anche il tubo è messo in risonanza) si ottengono i diagrammi di fig. 15, che sono stati tracciati per diversi materiali.

c) *Impedenza di un telefono con il padiglione.*

Nel paragrafo 2 *c*) si è accennato al comportamento di un ricevitore telefonico munito di padiglione. La presenza del padiglione complica i risultati e l'andamento delle curve di impedenza; ma occorre tener presente che oltre a questo fatto altre cause possono dar luogo

ad un comportamento apparentemente irregolare delle curve di impedenza.

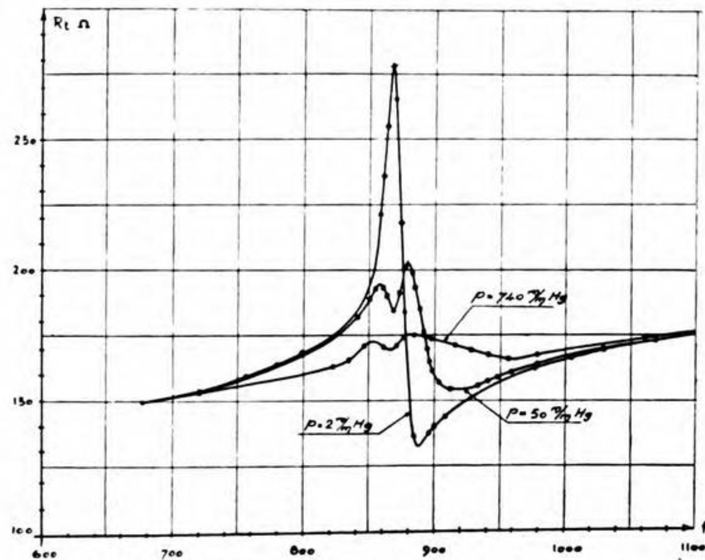


Fig. 16. — *a*) Resistenza di un telefono per vari gradi di vuoto.

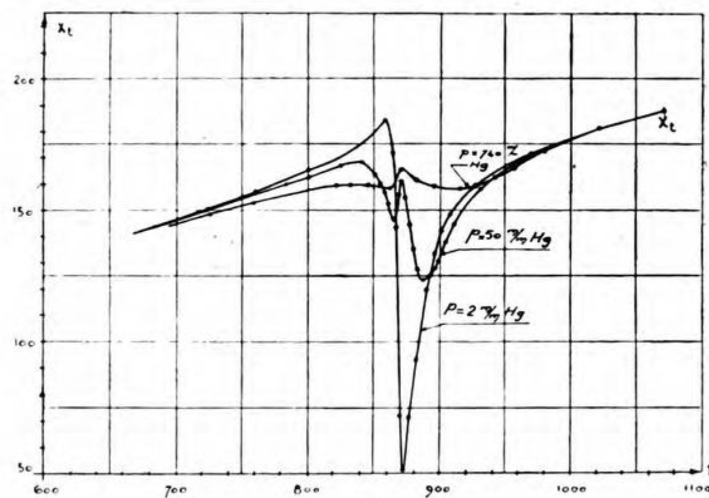


Fig. 16. — *b*) Reattanza di un telefono per vari gradi di vuoto.

In fig. 16 (*a* e *b*) sono tracciate tali curve per diverse pressioni del mezzo: si nota che a vuoto relativamente spinto scompare la

doppia risonanza e si ottiene un diagramma il cui andamento è del tutto analogo a quello di un ricevitore senza padiglione.

Invece nei diagrammi di fig. 17 (ottenuti con un altro ricevitore di costruzione diversa) si vede che questo non accade più, quindi la doppia risonanza è dovuta ad altre cause, indipendentemente da impedenze acustiche.

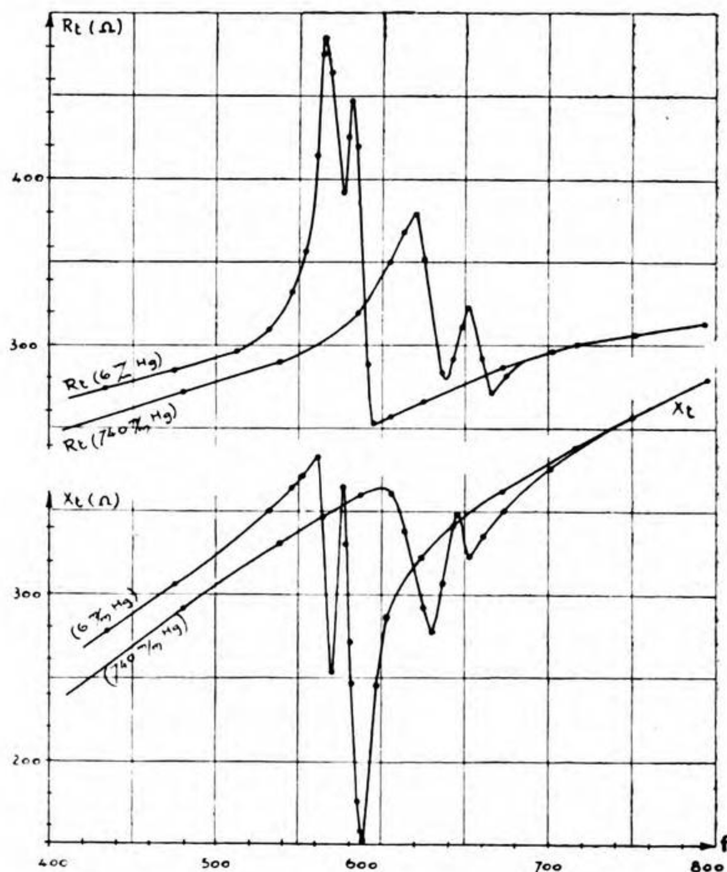


Fig. 17. — Resistenza e reattanza di un telefono per vari gradi di vuoto.

d) *Impedenza di un telefono in un mezzo a pressione ridotta.*

La teoria del comportamento di un telefono sotto vari gradi di vuoto, conduce a un diagramma vettoriale dell'impedenza dinamica che è ancora un cerchio. Alcune determinazioni eseguite hanno con-

fermato la previsione della teoria: in fig. 18 è riportato uno di questi diagrammi, nel quale i punti ricavati sperimentalmente dall'estremo sinistro all'estremo destro della curva corrispondono a pressioni crescenti da 5 a 760 mm di mercurio.

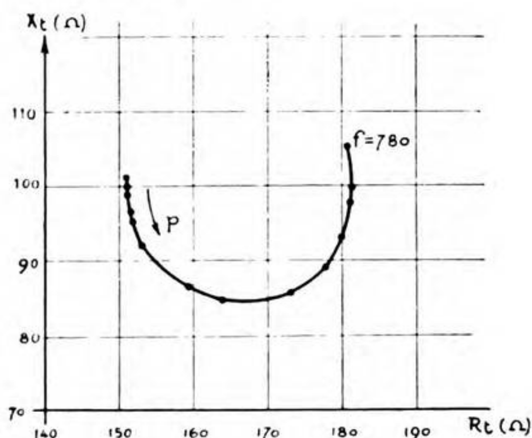


Fig. 18. — Diagramma vettoriale d'impedenza di un telefono per vari gradi di vuoto a frequenza costante.

4. - Conclusioni.

Lo studio del complesso telefono-risuonatore offre la possibilità di determinazioni precise dei parametri elettroacustici del telefono stesso: conoscendo questi parametri si ha un metodo puramente elettrico per la determinazione di impedenze acustiche. Le prove sperimentali eseguite mostrano in ogni caso un buon accordo con le previsioni fatte in base alla teoria e giustificano le approssimazioni introdotte.

Gli AA ringraziano vivamente S. E. il prof. Vallauri per gli aiuti ed i consigli ricevuti.

Torino, luglio 1932.

Scuola Elettrotecnica « G. Ferraris »
della R. Scuola d'Ingegneria.

ESPERIENZE SULL'ASSORBIMENTO E SULLA DIFFUSIONE DELL'ENERGIA ULTRASONORA

ENRICO PAOLINI

Con l'aiuto di un dispositivo (radiometro) *per la misura assoluta dell'ampiezza di un ultrasuono, si sono rilevati i diagrammi direzionali, diretti e riflessi, dell'emissione prodotta da una piastrina di quarzo, mantenuta in oscillazione per mezzo di un circuito elettrico.*

L'andamento dei diagrammi riflessi dipende dalla natura del materiale, che costituisce la parete riflettente, e dipende altresì dall'angolo di incidenza. I diagrammi riflessi corrispondono sempre ad una potenza totale minore e rivelano in genere anche una minore concentrazione del fascio delle radiazioni sonore, che non i corrispondenti diagrammi diretti; di modo che può parlarsi di un assorbimento *e di una* diffusione *per parte della parete.*

Si confronta il radiometro con gli altri sistemi assoluti di misura delle radiazioni acustiche ed ultraacustiche e si accenna all'entità degli errori, che si commettono servendosi del radiometro pel rilievo dei diagrammi direzionali.

1. - Generalità.

E' noto che, quando un'onda sonora od ultrasonora incontra un ostacolo, la riflessione è talvolta accompagnata da diffusione, cioè se, prima dell'ostacolo, l'energia sonora si propaga entro un cono di una certa apertura, dopo aver subito la riflessione, l'apertura del cono può aumentare, ossia il diagramma di radiazione sonora in funzione della direzione di propagazione può essere, dopo riflessione, assai più appiattito del diagramma di radiazione diretta.

Scopo delle seguenti misure è quello di dare una idea dei fenomeni di riflessione e di diffusione degli ultrasuoni, in relazione alla natura dei materiali, di cui può essere costituita la parte riflettente.

2. - Sistema di misura.

Un pistone di forma circolare, che vibri ad alta frequenza, in direzione normale al suo piano, mantenendosi sempre parallelo a sè stesso, irradia energia in un cono di ristretta apertura, il cui angolo solido di emissione è dato dalla formula:

$$\Omega = 0{,}37\,\pi \frac{\lambda^2}{r^2}$$

(λ = lunghezza d'onda; r = raggio del disco).

Per avere una tale sorgente di energia ultrasonora si è adoperato un quarzo piezo-elettrico di forma cilindrica di un centimetro circa

di spessore e di 3,5 cm di diametro. Per le note proprietà del quarzo, quando alle basi argentate di esso di applica una tensione alternativa di frequenza conveniente (in questo caso $267 \cdot 10^3$ Hz circa), il quarzo si dilata e si contrae alternativamente nel senso dello spessore; cosicchè le facce di esso vengono a costituire il pistone sopra accennato [1]. Dalla formula precedente si ha che, nel caso presente, l'angolo del cono di emissione dell'energia ultrasonora è circa 2° 13′.

La tensione applicata alle basi del quarzo si è ottenuta da un generatore a triodo accoppiato ad un amplificatore a due valvole in collegamento simmetrico (*push-pull*), che alimentano un circuito anodico accordato, come risulta dalla fig. 1. Allo scopo di far oscillare

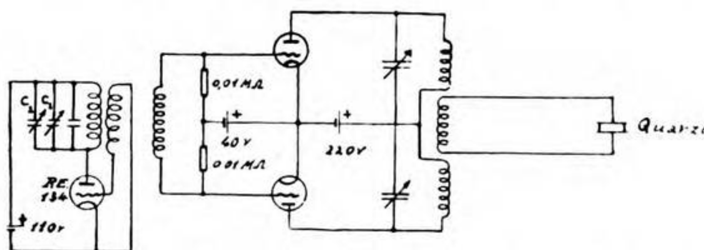


Fig. 1. — Dispositivo sperimentale per la eccitazione elettrica del quarzo.

il generatore su una delle frequenze di risonanza del quarzo con la massima precisione possibile, si sono adoperati due condensatori variabili C_1 e C_2; uno di essi, costituito da due placche affacciate di 10 cm di diametro, spostabili con movimento micrometrico per mezzo di un lungo braccio di ebanite (in modo da non influenzare il sistema con la capacità dell'operatore), permette la precisa regolazione della frequenza. La tensione intorno ai 200 V applicata al quarzo è stata misurata con un voltmetro elettronico.

Il cilindretto di quarzo, disposto in modo da avere il suo asse orizzontale, è appoggiato sul centro di un disco orizzontale, ruotabile con movimento micrometrico intorno al suo asse verticale; due cunei sorreggono il quarzo e permettono di regolare la posizione di esso, in modo da portare le facce argentate in un piano verticale. Tutto l'insieme può essere fatto scorrere su un'asta orizzontale in modo da variare lungo di essa la posizione del quarzo in relazione al si-

---

(1) L'ipotesi, che ciascuna faccia del dischetto di quarzo vibri senza deformarsi e mantenendosi parallela a sè stessa, è adottata in via di approssimazione. E' noto infatti che, non trattandosi di una lamina indefinita, l'effetto della presenza degli orli di manifesta fra l'altro, col provocare una distribuzione di zone nodali e di zone ventrali sulla superficie della lamina. Ciò è stato messo in luce da numerosi sperimentatori e recentemente dal Dye, il quale con un interferometro stroboscopico ha potuto rendere visibili le figure nodali e ventrali. (A. B. WOOD: A text book of sound - G. Bell, London, 1930, p. 164).

stema di rivelazione dell'ampiezza dell'onda ultrasonora, che, a causa della sua delicatezza, non può essere facilmente spostato.

Ad una estremità dell'asta è posto il sistema di misura. E' stato utilizzato il fenomeno, secondo cui ogni oscillazione meccanica, propagantesi in un mezzo, esercita una pressione continua sui corpi che essa investe per effetto della riflessione, che su di essi subisce. Il fenomeno, scoperto dal Dvorak (²), è stato analiticamente spiegato in modo completo nel 1905 da Lord Rayleigh (³), il quale, riprendendo i calcoli già iniziati dal Poynting, cioè partendo dalle equazioni fondamentali della idrodinamica, applicate al caso di un movimento oscillatorio propagantesi in un tubo, ha determinato l'entità della pressione continua in funzione dell'ampiezza della pressione alternata e dei parametri caratteristici del mezzo ambiente:

$$P = \frac{K+1}{2} \, \frac{p^2}{c^2 \varrho}$$

dove:

P = pressione continua (in dine/cm²),
K = rapporto dei calori specifici (per l'aria 1,41),
c = velocità del suono (per l'aria 34.000 cm/sec),
ρ = densità (per l'aria $0{,}127 \times 10^2$ dine·sec²/cm⁴),
p = ampiezza della pressione alternativa (dine/cm²).

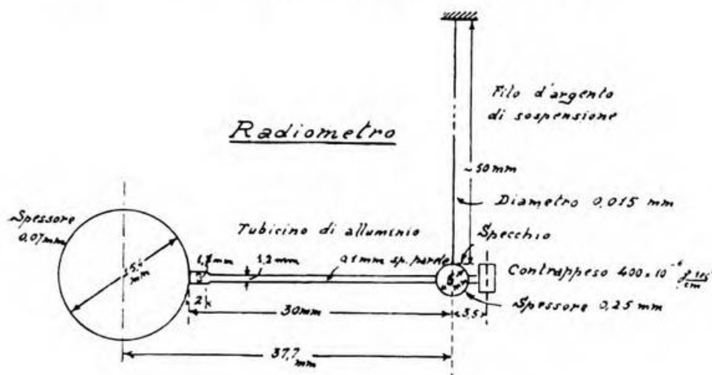


Fig. 2. — Schema del radiometro.

Questa pressione continua P può essere misurata con un « radiometro », il quale (fig. 2) è un sistema costituito da un leggerissimo tubicino di alluminio (1,2 mm di diametro esterno, 0,1 mm di spessore della parete e 33 mm di lunghezza), sorretto in posizione orizzontale da un filo d'argento (di 0,015 mm di diametro e lungo 50 mm

(²) V. Dvorak: Pogg. Ann., 1876, CLVII, p. 42.
(³) Lord Rayleigh: Phil. Mag., 1905, X, p. 366.

circa). Ad una estremità del braccio costituito dal tubicino di alluminio è fissato in posizione verticale un sottilissimo disco pure di alluminio (0,07 mm di spessore e 15,4 mm di diametro); all'altra estremità del tubicino si trova un contrappeso conveniente, in modo da mantenere il sistema in equilibrio. Se una pressione agisce sul dischetto, il radiometro ruota, finchè il momento agente sia bilanciato dal momento resistente di torsione del filo di sospensione. Un piccolo specchio fissato al filo di sospensione stesso, permette, per mezzo di un raggio di luce e di una scala graduata, di leggere le

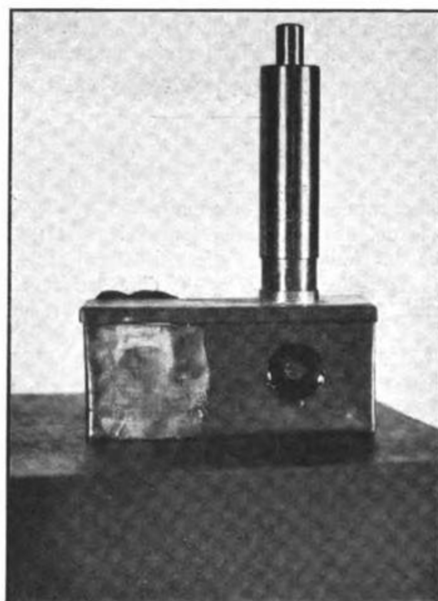


Fig. 3. — Radiometro.

deviazioni del sistema dalla posizione iniziale. Data la grande sensibilità del radiometro ad ogni più piccola corrente di aria, esso è protetto da una scatola metallica di forma parallelepipeda, munita di una piccola torre, al cui tetto è saldato il filo di sospensione (fig. 3). Una apertura, in corrispondenza del dischetto del radiometro, permette di far entrare nell'interno della scatola le onde ultrasonore; un'altra apertura, protetta da un vetro, in corrispondenza dello specchietto, serve pel raggio di luce. Durante le esperienze non è stato possibile proteggere l'apertura in corrispondenza del dischetto, con reticelle od altro (com'è invece indicato in fig. 3), perchè, oltre a dare un sensibile assorbimento (cosa questa poco importante trattandosi in massima parte di misure relative), la presenza della reticella provoca anche una notevole diffusione del diagramma direzionale incidente.

E poichè questa diffusione dipende dall'andamento di tale diagramma, non è più possibile confrontare i diversi risultati.

Anche semplicemente protetto con la scatola metallica, peraltro, il sistema presentava una sufficiente stabilità rispetto ai movimenti dell'aria esterna.

La determinazione del momento d'inerzia del radiometro è stata fatta in diversi modi. Analiticamente, conoscendo le dimensioni delle varie parti e la densità dell'alluminio ($2,7 \cdot 10^3$ g.sec²/cm⁴), si è ottenuto:

Dischetto	$521,0 \cdot 10^{-6}$ g.cm/sec²
Pezzo di connessione tra il dischetto e il tubicino	$3,2 \cdot 10^{-6}$ »
Tubicino	$67,0 \cdot 10^{-6}$ »
Specchio	$2,1 \cdot 10^{-6}$ »
Contrappeso (avente una massa di $400 \cdot 10^{-6}$ g.sec²/cm)	$65,4 \cdot 10^{-6}$ »
	$I = 658,7 \cdot 10^{-6}$ g.cm/sec²

(ove g rappresenta 1 grammo-forza e non 1 grammo-massa).

Sperimentalmente è stato ottenuto circa lo stesso valore, liberando l'equipaggio mobile del radiometro dalla scatola di protezione e dal filo di sospensione, e facendolo oscillare appoggiato su due coltelli, che lo sorreggono all'altezza dell'attacco del dischetto. Dal periodo di oscillazione libera si può ottenere il momento d'inerzia rispetto all'asse di sospensione, da cui si calcola il momento d'inerzia cercato.

Anche dal confronto dei periodi di oscillazione del radiometro, montato in modo normale con o senza l'aggiunta di masse che provochino una variazione nota nel momento d inerzia, si può ricavare il momento d'inerzia dell'equipaggio.

La costante C di torsione del filo di sospensione si ottiene dal periodo di oscillazione libera, che è di 18 sec, per mezzo della espressione:

$$C = \omega^2 I = 0,805 \cdot 10^{-4} \text{ g.cm.}$$

Il momento torcente, che agisce sul sistema, si ottiene quindi moltiplicando per C l'angolo (espresso in radianti), di cui il radiometro ha ruotato. Essendo la distanza radiometro-scala di 108 cm, il braccio di leva del radiometro di 3,77 cm e la superficie del dischetto di 1,86 cm²; si ha che ad ogni cm di deviazione del segnale luminoso, sulla scala, corrisponde una pressione sul disco di $5,2 \cdot 10^{-5}$ dine/cm²; quindi una deviazione di d cm sulla scala, corrisponde ad una ampiezza di pressione alternativa dell'ultrasuono di:

$$p = \sqrt{\frac{2 P \varrho c^2}{K+1}} = \sqrt{1.210.000\, P} = 7,9 \sqrt{d}.$$

Con questo metodo si è potuta rilevare la curva di risonanza del quarzo (fig. 4). Per la misura delle variazioni di frequenza si è ado-

perato un secondo generatore a triodo di frequenza nota e stabile, e si è misurata la frequenza dei battimenti con un sistema a ponte.

E' da notare, che il quarzo ha altre due risonanze per valori di frequenza molto vicini a quello considerato ($\omega \simeq 1{,}68 \cdot 10^6$ rad/sec), che non sono state riportate in figura.

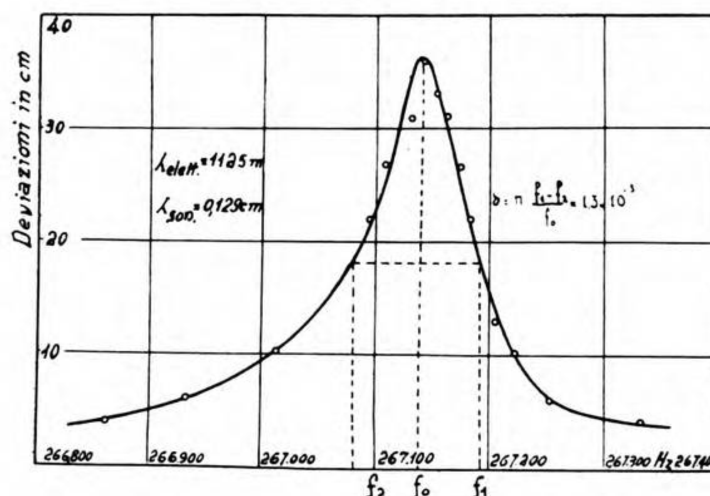


Fig. 4. — Curva di risonanza del quarzo.

3. - Assorbimento e diffusione.

E' stato misurato il coefficiente di assorbimento dell'aria variando la distanza quarzo-radiometro, ossia facendo scorrere il supporto che sorregge il quarzo lungo l'asta orizzontale di sostegno.

La legge di assorbimento è, com'è noto, una legge esponenziale della forma :

$$p = p_0 \, e^{-kx}$$

dove :

p = pressione alternativa dell'ultrasuono presso il radiometro (dine/cm²)

p_0 = pressione alternativa in vicinanza delle facce del quarzo (dine/cm²)

x = distanza quarzo-radiometro (cm)

k = coefficiente di assorbimento (1/cm).

Facendo oscillare il quarzo in diversi punti della curva di risonanza, si rileva che k sensibilmente non dipende dall'ampiezza dell'oscillazione (fig. 5). Per l'aria a 18° e circa 780 mm di Hg e per

la frequenza considerata, ossia per $\lambda = 0,129$ cm, si ricava dai diagrammi di fig. 5 il valor medio $k = 0,010$ [4].

Noto k, la relazione sopra riportata permette di calcolare anche p_0.

Dai valori della pressione si può poi passare a quelli della elongazione e della velocità delle particelle gassose. Infatti la pressione alternata è generata da un movimento alternativo delle molecole del mezzo ambiente, che nel caso di un fenomeno armonico semplice a regime può essere espresso dalla relazione:

$$a = a_0\, e^{-kx} \cos \omega \left(t - \frac{x}{c} \right),$$

dove:

a = distanza di una molecola del mezzo dalla sua posizione di riposo, all'istante t, prendendo come direzione positiva il verso della propagazione

a_0 = valore massimo dell'elongazione (ampiezza di a).

---

[4] Ricerche precedenti eseguite da N. Neklepajev (Ann. d. Phys., 1911, XXXV, p. 175) danno per k valori notevolmente diversi. Egli trova infatti:

per $\lambda = 0,180$ cm	$k = 0,019$ 1/cm
0,162	0,025
0,145	0,031
0,100	0,088.

La teoria di Stokes-Kirchhoff, che considera l'assorbimento conseguenza dell'elasticità, dell'attrito interno e della conduttività calorifica, dà $k = A/\lambda^2$ ove:

$$A = \frac{4\pi^2}{c\varrho} \left[\frac{4}{3}\mu + \left(\frac{C_p}{C_v} - 1 \right) \frac{K}{C_p} \right]$$

ed il valore teorico di A sarebbe 0,000308 cm per:

μ coeff. d'attrito interno = 0,000185 g/(cm. sec);
ρ densità del mezzo = 0,00125 g/cm³;
c velocità = 34.400 cm/sec;
C_p cal. specifico (p = cost) = 0,237 picc cal/g;
C_v cal. specifico (v = cost) = 0,168 picc cal/g;
K = 0,000053 picc cal/(cm. sec).

P. Lebedew (Ann. d. Phys., 1911, XXXV, p. 171) ha calcolato $A = 0,00073$ in base alla considerazione della dissipazione dell'energia entro la molecola. Anche dalle esperienze del Neklepajev si ha una discreta concordanza con questo valore.

D'altro canto D. L. Rich e W. H. Pielemeier (Phys. Rev., 1925, XXV, p. 117) trovano un valore di A intermedio fra quelli calcolati teoricamente e quelli ricavati sperimentalmente dai ricercatori sopramenzionati.

Misure eseguite da altri sperimentatori dell'Istituto H. Hertz confermano in massima i valori ricavati dai diagrammi di fig. 5.

La pressione generata è notoriamente:

$$p = -\varepsilon \frac{d\,a}{d\,x}$$

dove:

$$\varepsilon = -\frac{p}{\dfrac{d\,v}{v}}$$

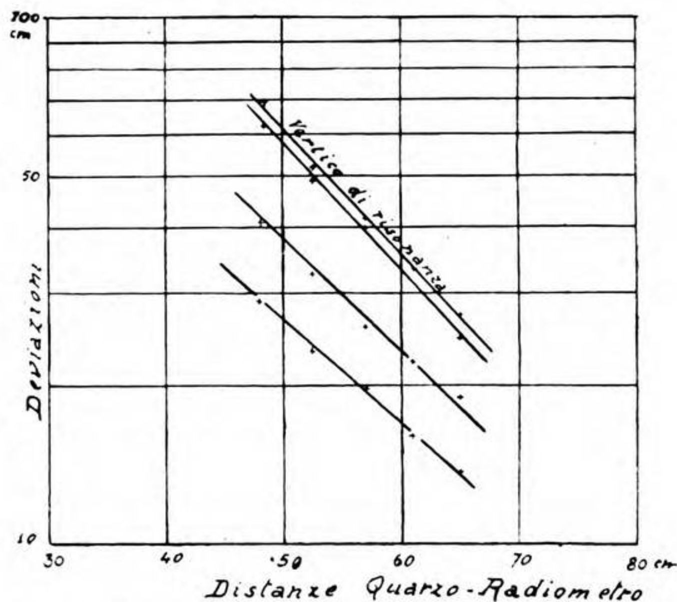


Fig. 5. — Diagrammi di assorbimento dell'energia ultrasonora da parte dell'aria. (Le diverse rette corrispondono a diverse ampiezze di oscillazione del quarzo).

è il coefficiente di dilatazione cubica del mezzo. (Per l'aria $\varepsilon = 1{,}42 \cdot 10^6$ dine/cm²). Ne segue:

$$p = -\varepsilon\, a_0\, e^{-kx}\ \frac{\omega}{c}\left[\operatorname{sen}\omega\left(t-\frac{x}{c}\right)-\frac{k\,c}{\omega}\cos\omega\left(t-\frac{x}{c}\right)\right]=$$

$$= -\frac{\varepsilon\,\omega\,a_0}{c}\,e^{-kx}\cdot\frac{1}{\cos\varphi}\operatorname{sen}\left[\omega\left(t-\frac{x}{c}\right)-\varphi\right],$$

dove:

$$\varphi = \operatorname{arctg}\frac{k\,c}{\omega} = \operatorname{arctg} 0{,}000205\,,$$

$$p = -\frac{\varepsilon\,\omega\,a_0}{c}\sqrt{1+\left(\frac{k\,c}{\omega}\right)^2}\,e^{-kx}\cos\left[\omega\left(t-\frac{x}{c}\right)-\left(\frac{\pi}{2}+\varphi\right)\right].$$

Si osserva che la pressione è di $\pi/2+\varphi$ in ritardo rispetto allo spostamento a, che la sua ampiezza è:

$$\frac{\varepsilon\,\omega\,a_0}{c}\sqrt{1+\left(\frac{k\,c}{\omega}\right)^2}\cdot e^{-kx},$$

e che infine, essendo il radicale estremamente prossimo all'unità si può trascurare il fattore rappresentato dal radicale medesimo. Per la stessa ragione è trascurabile φ di fronte a $\pi/2$; così che si ha:

$$p = -\frac{\varepsilon\,\omega\,a_0}{c}\,e^{-kx}\cos\left[\omega\left(t-\frac{x}{c}\right)-\frac{\pi}{2}\right].$$

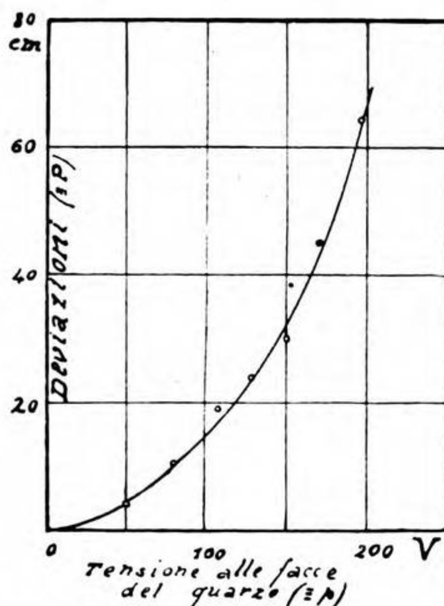


Fig. 6. — Curva di taratura del radiometro.

Questa relazione approssimata, valevole in ogni punto, è applicabile anche in vicinanza delle facce del quarzo, delle quali si indicherà con A_0 l'ampiezza del movimento.

$$A_0 = \frac{c}{\varepsilon\,\omega}\,p_0 = \frac{c}{\varepsilon\,\omega}\,p\;e^{0,01x} = 7,9\cdot\frac{c}{\varepsilon\,\omega}\,e^{0,01x}\cdot\sqrt{d}\,.$$

In un caso reale, per una ampiezza di tensione applicata di 180 V, e per $x = 50$ cm, si ha $d = 60$ cm. Ne segue:

$$A_0 = 1{,}44 \cdot 10^{-6} \text{ cm.}$$

E' stata constatata la proporzionalità tra la tensione applicata e l'ampiezza del movimento delle facce del quarzo. Si nota quindi, che vi è una relazione quadratica tra le deviazioni d del segnale luminoso e la tensione applicata al quarzo (fig. 6), cioè la potenza irradiata dal quarzo è proporzionale ad A^2 ed in pari tempo anche a d.

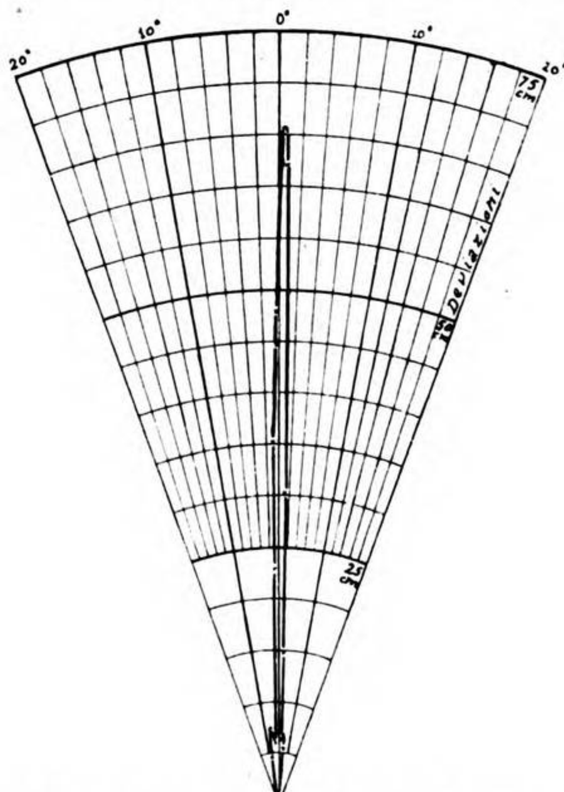


Fig. 7. — Diagramma polare di emissione ultrasonora.

Nei diagrammi di radiazione rilevati le ordinate sono sempre le deviazioni del segnale luminoso. Poichè con sufficiente approssimazione si può supporre che il solido di radiazione sia di rotazione, è stato applicato il metodo grafico di Bloch per ricavare la potenze irradiate, ovvero quantità ad esse proporzionali. Il metodo consiste nel dividere una sfera, avente per centro la sorgente sonora, con piani normali all'asse di rotazione in zone assai piccole aventi uguale

superficie, e nell'eseguire la sommatoria dei raggi vettori del solido di radiazione rilevato (proporzionali quindi a p^2) corrispondenti a queste zone.

Il diagramma direzionale diretto è contenuto in un cono di $2 \div 3$ gradi di apertura (fig. 7).

Per rendere più appariscenti gli andamenti dei diagrammi e per potere opportunamente ingrandire la scala delle ascisse, invece della rappresentazione polare è stata adottata la rappresentazione cartesiana, in cui le ascisse sono gli angoli, o gli archi di cerchio aventi

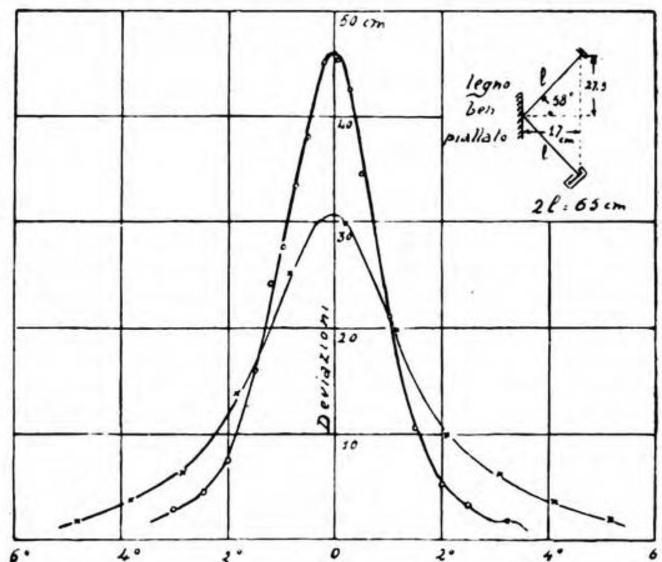


Fig. 8. — Diagrammi direzionali diretto e riflesso.

per raggio la distanza quarzo-radiometro. A causa della acutezza dei diagrammi il metodo suesposto per la determinazione della potenza è stato applicato analiticamente dividendo la sfera in 40.000 zone.

Se si fa riflettere l'energia ultrasonora contro una parete, il diagramma direzionale dopo riflessione è in generale più appiattito del corrispondente diagramma diretto ([5]) ed il massimo ne è sempre più piccolo. Per particolari direzioni laterali, e per particolari materiali, le ordinate del diagramma riflesso possono essere maggiori di quelle del diagramma diretto (fig. 8). Questo fenomeno, dovuto probabil-

([5]) Si intende qui per diagramma diretto « corrispondente », quello che si ottiene sperimentando (senza interposizione di una parete riflettente) ad una distanza dal quarzo (contata lungo il raggio di massima intensità sonora) eguale a quella, che nel caso della rifessione si misura complessivamente lungo il percorso diretto e quello riflesso del medesimo raggio.

mente alla irregolarità della superficie riflettente, si può definire come un fenomeno di diffusione.

Se si indica con n il rapporto tra la potenza riflessa e quella diretta, $1 - n$ rappresenterà il coefficiente di assorbimento. Se si indica con m il rapporto tra le ordinate massime nei diagrammi delle deviazioni ottenute con e senza riflessione (coefficiente di riflessione relativo ai quadrati dei valori massimi delle ampiezze e non alle potenze irradiate), allora $1 - m/n$ potrà considerarsi come un coefficiente legato alla diffusione.

Per differenti materiali costituenti la superficie riflettente, e per un angolo di incidenza di 62° si ha (fig. 9):

	Ordinate massime	Quantità proporzionali alle potenze irradiate	n	m	Coefficiente di assorbimento $1-n$	Coefficiente di diffusione $1-\frac{m}{n}$
Diagr. diretto ..	55 cm	388	—	—	—	—
Legno ben piall.	31,5 »	257	0,662	0,57	0,338	~0,140
Vetro	43 »	299	0,772	0,78	0,277	~0,000
Carta assai scabra	33 »	272	0,700	0,60	0,300	~0,140
Mattone	13 »	101	0,260	0,24	0,753	~0,075
Insulite	3,5 »	71	0,183	0,06	0,817	~0,673

Per alcuni materiali assorbenti che si trovano in commercio si ha (angolo di incidenza 58°):

	Ordinate massime	m
Diagramma diretto.................	47,0 cm	—
Celotex normale	7,0 »	0,15
Celotex B	6,0 »	0,13
Insulite	4,0 »	0,08
« Deutsches Material ».............	3,0 »	0,06

Sia l'assorbimento, sia la diffusione sono dipendenti dall'angolo di incidenza. E' noto infatti ([6]) che, quando un'onda sonora incontra una discontinuità del mezzo, tale che si possa parlare di due mezzi distinti, separati da un piano, essa viene in parte riflessa ed in parte rifratta, ed il rapporto n tra intensità incidente ed intensità riflessa è:

$$n = \left(\frac{c_2 \varrho_2 \cos \theta_1 - c_1 \varrho_1 \cos \theta_2}{c_2 \varrho_2 \cos \theta_1 + c_1 \varrho_1 \cos \theta_2} \right)^2,$$

([6]) A. B. Wood, loc. cit. nota (1), p. 271.

dove c_1 e c_2 sono le velocità del suono nei due mezzi,
ρ_1 e ρ_2 le densità,
δ_1 e δ_2 gli angoli di incidenza e di rifrazione, i quali sono pure legati dalla relazione :

$$\frac{\operatorname{sen} \theta_1}{\operatorname{sen} \theta_2} = \frac{c_1}{c_2} = \sqrt{n.}$$

Questa formula dimostra che, quando il primo mezzo è l'aria ed il secondo uno dei materiali più comuni (acqua, ferro, vetro, ecc.), il coefficiente di riflessione è circa uguale all'unità.

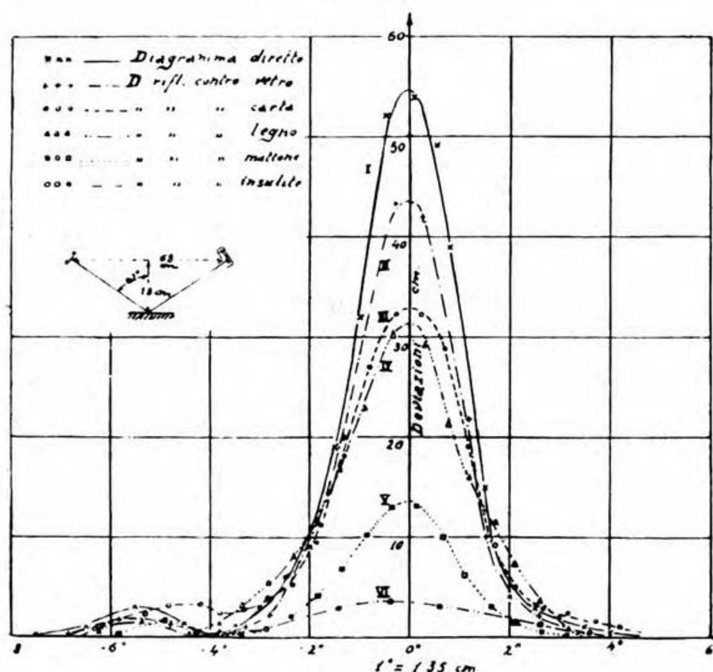


Fig. 9. — Diagrammi direzionali di riflessione per diversi materiali.

In un caso reale, cioè quando la superficie di separazione non è un piano, ma presenta una certa scabrosità e porosità, assimilando quest'ultima alla presenza di bucherelli alla superficie del mezzo più denso, può darsi che una parte almeno dei raggi, che penetrano in essi, dopo riflessioni multiple sulle pareti, non trovino più la via per uscire. Così la potenza riflessa può essere assai minore di quella incidente.

Per una piastra di legno (diversa peraltro da quella usata prima) è stato determinato il coefficiente di assorbimento in funzione dell'angolo di incidenza (fig. 10).

	Angolo di incidenza	Quantità proporzionali alle potenze	Coefficiente d'assorbimento 1 — n
Diagramma diretto		502	
Diagramma riflesso	19°	297	0,41
» »	35°	324	0,36
» »	45°	413	0,18
» »	56°	455	0,10
» »	75°	479	0,05

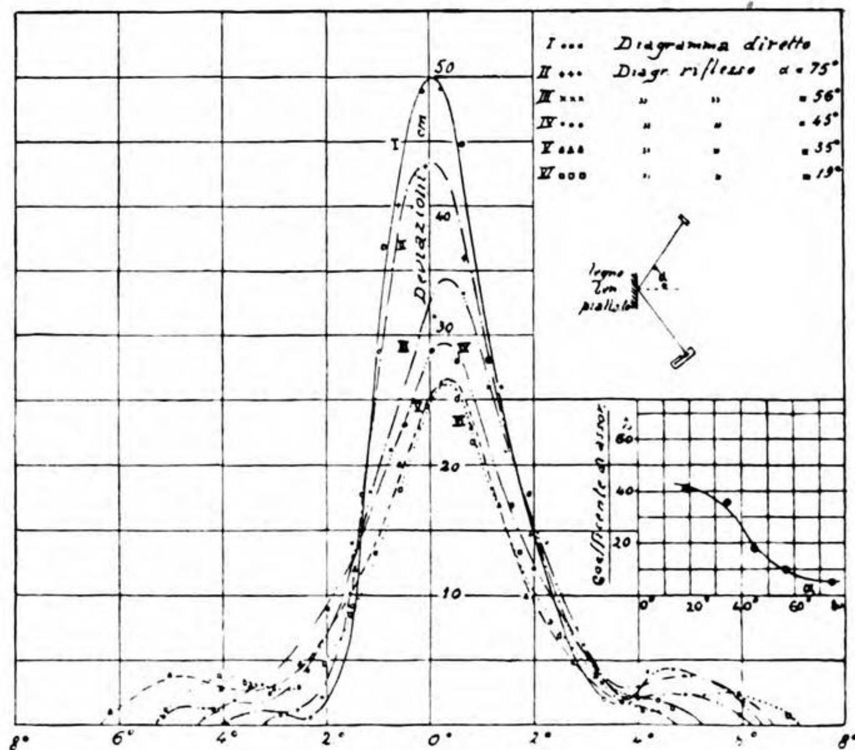


Fig. 10. — Diagrammi direzionali di riflessione per diversi angoli di incidenza.

4. - Considerazioni sull'uso del radiometro.

Come si vede, l'uso del radiometro appartiene ai metodi assoluti di misura dell'intensità sonora. Sono noti altresì i metodi « assoluti », che si basano sull'uso del disco di Rayleigh, del termofono od anche

del microfono a condensatore con amplificatore e raddrizzatore. Non tutti questi metodi si prestano bene per misure alle frequenze ultra-acustiche.

Il disco del Rayleigh utilizza per la misura il momento, che agisce su una superficie piana, inclinata di un certo angolo rispetto alla direzione della propagazione del suono. Da esso si può risalire alla determinazione dell'ampiezza del suono stesso.

Questo metodo consente all'incirca la stessa precisione ottenibile con l'uso del radiometro sopra descritto nel caso di frequenze acustiche; la taratura ne è un pò più laboriosa. Non si presta però per misure di ultrasuoni, perchè si richiede che la superficie sia piccola rispetto alla lunghezza d'onda.

Il termofono è basato sulla variazione di temperatura, e quindi di resistenza, che subisce un sottile tratto di conduttore percorso da corrente e inserito in un ponte, allorchè è investito da un'onda sonora, per effetto delle compressioni e decompressioni alternative del mezzo ambiente, le quali si ammette avvengano con la legge adiabatica. Questo è il metodo assoluto normale del sistema europeo di taratura dei microfoni.

Del radiometro si è detto precedentemente; basti qui solo osservare, che la pressione continua è una ben piccola frazione della pressione alternativa, tanto che essa, in ogni altra esperienza di acustica, viene normalmente trascurata. Qui per contro è proprio questa pressione la grandezza che si misura, per risalire poi all'entità della pressione alternativa.

Il microfono a condensatore è il dispositivo più generalmente adoperato. Il microfono è seguito da un amplificatore a più stadi e da un raddrizzatore finale. La complicazione del sistema è sensibilmente maggiore di quella di un radiometro, ma in compenso il dispositivo è trasportabile, rigido, robusto ed adatto anche per misure di precisione quando si ricorra a compensazione. La taratura del sistema con microfono a condensatore può essere fatta determinando sperimentalmente (od analiticamente) la costante che lega la forza di attrazione delle placche del condensatore, alla tensione ad esse applicata, e risalendo quindi al caso di regime di pressioni e di tensioni alternative. Perciò il sistema a microfono ed amplificatore può essere classificato accanto ai sistemi assoluti.

La taratura è più lunga e laboriosa che nel caso del radiometro, ma è anche assai più precisa. Essa dipende dalle variazioni che alterano il regolare funzionamento dell'amplificatore, ed è una curva che dà le deviazioni del milliamperometro in funzione dell'intensità sonora incidente, mentre pel radiometro, per deviazioni non molto grandi, è una costante.

Con il sistema a microfono si possono eseguire misure di ampiezza entro vasti limiti, inserendo più o meno stadi di amplificazione; col radiometro non si può invece aumentare la sensibilità di misura oltre un dato limite, nè variare tale sensibilità.

Il radiometro può essere consigliabile, quando si vogliano eseguire misure relative o di confronto e sopratutto quando si voglia apprezzare l'intensità del suono, quale media di singoli valori, rela-

tivi ai punti di una zona assai ristretta, grande cioè quanto la superficie del dischetto dell'apparecchio. Sebbene evidentemente questa superficie sia sempre molto più estesa di quella estremamente piccola, che occorrerebbe per misurare l'intensità del suono in un punto dello spazio, l'errore che si introduce è tuttavia minore di quello, cui si va incontro con l'impiego della superficie, di regola ancora più grande, di un microfono.

E' forse opportuno dare una idea degli errori, a cui si va incontro, usando il radiometro anche per sole misure di confronto.

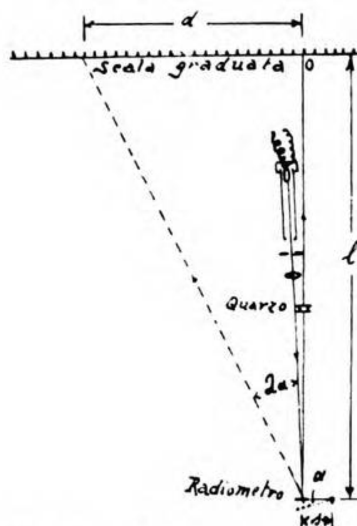


Fig. 11. — Rilievo sperimentale delle curve direzionali di intensità ultrasonora.

Un primo errore si commette nel considerare la deviazione del raggio luminoso sulla scala graduata, proporzionale alla componente continua della pressione sonora. Questo errore, che comprende l'altro ben noto e inerente a tutte le misure eseguite coi metodi a riflessione, si calcola facilmente (fig. 11). Siano:

l = distanza disco-scala (cm)
s = braccio di leva del radiometro (cm)
S = superficie del dischetto (cm^2)
d = deviazione sulla scala (cm)
α = angolo di rotazione (rad)
P = pressione continua ($dine/cm^2$).

Il momento agente nella posizione di equilibrio è:

$$P\,S\cos\alpha \cdot s\cos\alpha$$

ed è proporzionale all'arco di cerchio che ha l per raggio e 2α per angolo al centro.

$$P\,S\,s\cos^2\alpha = K\,l \cdot 2\,\alpha = K\,d\,\frac{l}{d}\,2\,\alpha$$

$$P = \frac{K}{S\,s}\,d\,\frac{2\,\alpha}{\cos^2\alpha\ \mathrm{tg}\,2\,\alpha}\,.$$

Di qui si vede che P non è semplicemente proporzionale a d, ma dipende dal coefficiente:

$$\frac{2\,\alpha}{\cos^2\alpha\ \mathrm{tg}\,2\,\alpha}$$

che è diverso dall'unità. Nel caso più sfavorevole fra tutte le misure effettivamente eseguite, cioè per $l = 108$ cm, e $d = 70$ cm, il coefficiente ha il valore 0,965 così che, trascurandolo, si commette un errore per eccesso del 3,5 %, il quale si riduce già all'1 % per $d = 50$ cm.

La correzione di questo errore non è stata apportata alle misure eseguite, perchè rientrava nell'ordine di grandezza della precisione con cui si possono fare le misure stesse.

Un altro errore è dovuto al metodo stesso della misura e giova notare la sua importanza. Infatti, per misurare la pressione sonora in un punto dello spazio, occorrerebbe un radiometro di superficie infinitesima. Per contro il dischetto ha un diametro di 1,86 cm e, se è posto ad es. ad una distanza di 50 cm dal quarzo, si viene con esso a misurare il valore medio della pressione entro un cono di circa 1° di apertura. Se si pensa che praticamente i diagrammi di radiazione sono contenuti in una apertura di $2° \div 3°$, si intuisce, nel caso di un diagramma così acuto, quali differenze porti la sostituzione di un valore medio entro una superficie ai singoli valori per i singoli punti.

L'errore diminuisce per diagrammi meno acuti, quindi per i diagrammi riflessi, e non permette più di confrontare fra loro le ordinate massime dei diagrammi diretti e riflessi, assumendole quali indici della massima intensità irradiata; perchè l'influenza dell'errore stesso è diversa nei due casi.

Rimandando ad un eventuale studio particolare l'esame quantitativo degli errori, che si commettono per questa ragione, basti qui aver attirato l'attenzione sopra di essi. Si può dire non di meno, in via provvisoria ed approssimata, che i valori massimi misurati nel corso di queste esperienze, possono essere in difetto, in confronto coi valori massimi effettivi, anche del $30 \div 40$ per cento nel caso dei diagrammi più aguzzi (diretti).

Si può osservare, che il volume del solido di radiazione rilevato col radiometro e quello del solido di radiazione effettiva sono bensì equivalenti, ma non sono per contro equivalenti le aree comprese entro le curve meridiane dei volumi stessi. Le differenze sono tuttavia dello stesso ordine di grandezza della precisione, con cui si possono effettuare le misure.

Giova ancora rilevare, che non è dal confronto delle aree dei diagrammi di radiazione, quali sono stati sopra riportati, che si può trarre un indizio sui rapporti tra le potenze irradiate. Queste ultime devono essere valutate, come si è visto, per mezzo di un adatto procedimento di integrazione, quale ad esempio il metodo di Bloch.

5. - Considerazioni sulla « diffusione » e conclusioni.

Sembra plausibile ammettere almeno in prima approssimazione, che il fenomeno dell'assorbimento per opera di una parete, investita da radiazioni acustiche, sia legato essenzialmente alla porosità del materiale, e che il fenomeno della diffusione dipenda prevalentemente dalla scabrosità del materiale stesso.

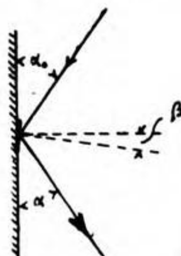


Fig. 12. — Diffusione di un'onda ultrasonora.

Assumendo una distribuzione di elementi infinitesimi costituenti la parete considerata, la cui inclinazione soddisfi ad una legge qualsiasi, per esempio ad una legge statistica del tipo:

$$d N = N \sqrt{\frac{k}{\pi}} e^{-ki^2} d i,$$

dove: N è il numero totale degli elementi, in cui si immagina divisa la superficie,

dN è il numero degli elementi di superficie la cui inclinazione è compresa tra i ed $i + d i$ ($i = \text{tg } \beta$) (fig. 12),

k è una costante,

ed esprimendo il diagramma di radiazione incidente con una equazione di forma opportuna, si può arrivare a costruire analiticamente l'andamento di diagrammi riflessi, che risultano in discreto accordo con quelli ottenuti sperimentalmente.

Colla distribuzione degli elementi costituenti la superficie riflettente, rappresentata dalla relazione statistica sopra riportata, l'inverso di k può essere assunto come un indice dell'attitudine della parete a diffondere le radiazioni acustiche. Al crescere di k il diagramma riflesso tende infatti a divenire simile a quello diretto e la

similitudine è perfetta per $k = \infty$, cioè per pareti assolutamente piane; mentre al diminuire di k il diagramma riflesso si schiaccia e si allarga sempre più, per modo che, secondo particolari direzioni, le ordinate di esso possono essere maggiori di quelle del « corrispondente » diagramma diretto.

In conclusione la ricerca eseguita ha dimostrato la possibilità e la convenienza di usare il « radiometro » nelle misure d'intensità di radiazione acustica ed ultraacustica, allo scopo di determinare sia l'assorbimento della radiazione stessa da parte dei diversi materiali, sia l'attitudine di questi ultimi a provocare una *diffusione* della radiazione incidente.

L'autore è lieto di poter ringraziare vivamente il prof. G. Vallauri per i numerosi consigli e l'interessamento al lavoro, ed il prof. E. Meyer dell'Istituto H. Hertz di Berlino per il continuo aiuto ricevutone (7).

---

(7) Il presente lavoro è stato compiuto per la parte sperimentale presso l'Istituto Heinrich Hertz per lo studio delle vibrazioni, il quale è diretto dal prof. K. W. Wagner. L'autore esprime la sua gratitudine alla Cassa di Risparmio di Lucca che con l'assegnazione della borsa di studio « Del Secco » gli rese possibili il viaggio e la permanenza a Berlino, ed al prof. Wagner che acconsentì ad accoglierlo nell'Istituto e ad offrirgli la possibilità di compiervi una ricerca sperimentale.

SUL CALCOLO DELLE BOBINE DI AUTOINDUZIONE A NUCLEO DI FERRO

FILIBERTO MAROCCHI

Dopo avere stabilita in via teorica e messa alla prova in via sperimentale una formula semplice per il calcolo delle perdite nei lamierini di ferro alle frequenze telefoniche, si dimostra che il decremento $\delta = R/(2fL)$ di una bobina di autoinduzione a nucleo di ferro di dato tipo ha un minimo, al variare della frequenza f ed anche al variare del coefficiente di autoinduzione L, nell'ipotesi che quest'ultima variazione sia ottenuta per mezzo di variazioni di un traferro. Si dà quindi un metodo per la predeterminazione delle dimensioni delle bobine a circuito magnetico con traferro, destinate a funzionare in un dato intervallo di frequenze. Verifiche sperimentali ed esempi numerici dimostrano l'attendibilità e la comodità del metodo proposto.

Premesse.

Le bobine di autoinduzione a nucleo di ferro entrano in un gran numero di apparecchi telefonici, segnatamente nella costruzione delle linee artificiali e dei filtri elettrici degli amplificatori per telefonia a grande distanza; dei quali, con la costruzione della rete nazionale di cavi telefonici, si sta facendo larga applicazione anche in Italia. Le bobine Pupin ed i trasformatori telefonici appartengono anch'essi a tale categoria.

Una condizione importante, alla quale occorre in pratica di soddisfare nella costruzione di queste bobine, è che, per una determinata frequenza f, il *decremento logaritmico*

$$\delta = \frac{R}{2fL} \tag{1}$$

della bobina non superi un valore assegnato [1].

---

[1] Talvolta, in luogo del decremento, si prende in considerazione la cotg φ della bobina:

$$\cot \varphi = \frac{R}{\omega L} = \frac{R}{2\pi f L} = \frac{\delta}{\pi}.$$

Vedasi per es.: P. DAVID: Les filtres électriques - Paris, Gauthier-Villars, 1926, p. 49.

Si usa anche assegnare il valore (minimo) della costante di tempo della bobina:

$$\tau = \frac{L}{R} = \frac{1}{2f\delta} = \frac{1}{\omega \cot \varphi}.$$

Un metodo di calcolo, che prenda a base tale condizione, si presenta perciò particolarmente vantaggioso per il progetto delle bobine di autoinduzione a nucleo di ferro. Non conoscendone alcuno (2), ci sembra interessante mostrare, come si possano predeterminare le dimensioni del nucleo magnetico, il numero delle spire e il diametro del filo di una bobina, di dato coefficiente di autoinduzione e destinata a funzionare ad una data frequenza o banda di frequenze, in modo che il decremento di essa sia minimo; o viceversa come si possa progettare, fra tutte le possibili bobine di dato decremento, quella più conveniente in relazione a determinati requisiti (costo, ingombro, ecc.).

Per mantenere costante, entro certi limiti, il coefficiente di autoinduzione di questi tipi di circuiti, al variare dell'intensità e della frequenza della corrente, si usa, com'è noto, interrompere il nucleo magnetico con un piccolo traferro. Il metodo proposto permette di determinare anche lo spessore più conveniente da assegnare al traferro medesimo.

Il presente studio riguarda particolarmente le bobine con nuclei costituiti di lamierini di ferro, ma nulla esclude che il metodo possa applicarsi anche ai nuclei di materiale magnetico polverizzato, che vanno progressivamente diffondendosi nelle costruzioni più moderne e perfette.

1. - Perdite nei lamierini di ferro alle frequenze telefoniche.

La resistenza totale equivalente R che entra nella formula (1) è eguale alla somma $R = R_r + R_{fe}$ di due resistenze:

R_r = resistenza del filo di rame dell'avvolgimento,

$R_{fe} = P_{fe}/I^2$ = resistenza apparente dovuta alle perdite nel ferro, per isteresi e per correnti parassite: $P_{fe} = P_i + P_{cp}$.

Per avere la R bisogna quindi calcolare le perdite nel ferro.

---

(2) I lavori pubblicati riguardano per lo più bobine a nucleo di ferro percorse simultaneamente da corrente continua e alternata e non tengono conto della suddetta condizione. Fra essi citiamo soltanto:

C. MATTEINI: Pubbl. R. I. E. C., 62, 1931.

R. GÜRTLER: H. F. Techn. u. El. Ak., 1932, XXXIX, p. 2; e A. F., 1932, I, p. 274.

W. DEUTSCHMANN: T. F. T., 1931, XX, p. 171. L'A vi determina le dimensioni più convenienti del nucleo (avente sezione di forma rettangolare od ovale) delle bobine Pupin, tenendo conto della condizione, che la costante di tempo della bobina abbia un massimo. Egli però prescinde completamente dalle perdite nel ferro, cioè considera come costante di tempo il rapporto fra autoinduzione e resistenza a corrente continua, e ne ricerca (per via di esempi numerici) il massimo al variare del diametro del nucleo, supponendo prefissato il volume totale della bobina. Si può osservare, che le perdite nel ferro, anche nelle bobine Pupin, non sono trascurabili; il massimo così determinato non corrisponde perciò a quello reale.

Non si vuole qui affrontare la complessa questione delle perdite nel ferro ad alta frequenza ([3]). Si propone una formula che ha il vantaggio di essere semplice e che, sebbene sia ricavata facendo molte ipotesi semplificative, si accorda entro certi limiti con i dati dell'esperienza.

Per intervalli non molto estesi di frequenze f e per i bassi valori dell'induzione magnetica $\mathcal{B}$ che qui interessano, esprimiamo le perdite nel ferro mediante la formula:

$$P_{fe} = k_i \mathcal{B}^2 f^{1,5} + k_{cp} \mathcal{B}^2 f^{2,5}, \tag{2}$$

nella quale i coefficienti k_i e k_{cp} si determinano facilmente, facendo alcune prove sul materiale.

La formula (2) risulta dalle seguenti considerazioni. Dato che si ha sempre a che fare con valori molto bassi di $\mathcal{B}$ (spesso $\mathcal{B} < 30$ gauss), ammettiamo che i cicli d'isteresi abbiano la forma di ellissi, e che si possa tener conto delle perdite per isteresi per mezzo di un ritardo angolare costante dell'induzione rispetto al campo magnetizzante. Le perdite stesse (quando il flusso sia uniformemente distribuito nello spessore dei lamierini) sono allora rappresentate, per unità di volume, dalla seguente formula ([4]):

$$P_i' = \eta' f \mathcal{B}^2$$

dove $\eta' = (\text{sen}\, \tau) / (4\, \mu)$ se τ è l'angolo di ritardo.

Le perdite per correnti parassite (sempre nell'ipotesi di flusso uniformemente distribuito) sono rappresentate dalla nota formula:

$$P'_{cp} = c \frac{\Delta^2}{\varrho} f^2 \mathcal{B}^2,$$

dove c è un coefficiente, Δ è lo spessore del lamierino e ρ è la resistività del materiale ([5]).

L'ipotesi della uniforme distribuzione del flusso non si verifica con sufficiente approssimazione che alle basse frequenze industriali; col crescere della frequenza si manifesta, com'è noto, sempre più nettamente un addensamento della corrente (in questo caso correnti parassite) e del flusso d'induzione verso la periferia del conduttore (gli effetti di pelle elettrico e magnetico non essendo altro che due

---

([3]) V. per es.: F. OLLENDORFF: Arch. f. El., 1925, XIV, p. 425. M. LATOUR: R. G. E., 1918, III, p. 539.

([4]) data dallo Steinmetz; cfr.: M. LATOUR: R. G. E., 1918, IV, p. 36. Questa formula, applicabile per valori molto bassi di $\mathcal{B}$, differisce evidentemente dalla ben nota formula empirica proposta dallo stesso Steinmetz e largamente usata nella tecnica per gli ordinarii valori di $\mathcal{B}$.

([5]) Per uno studio critico sulle perdite nel ferro e sulle più importanti questioni del ferromagnetismo si vedano i lavori di G. VALLAURI, che contengono anche un'estesa bibliografia dell'argomento. In particolare: *Lamiere di Ferro-Silicio per macchine elettriche*, Atti dell'A.E.I., 1908, XII, p. 595; *Isteresi del ferro nei cicli asimmetrici, ecc.*, ibidem 1911, XV, p. 79; *Sulle relazioni fra i parametri del ferromagnetismo*, L'Elettrot., 1917, IV, p. 498.

aspetti del medesimo fenomeno), con la conseguenza di un apparente aumento della resistenza e della riluttanza (apparente diminuzione della conduttività e della permeabilità).

La trattazione analitica di questo fenomeno è stata fatta da molti autori ([6]); il Boucherot ([7]) giunge per es. alle seguenti formule, che qui interessano. La densità del flusso, ossia l'induzione magnetica $\mathcal{B}_x$ alla profondità x dalla superficie della lamina è espressa dalla formula:

$$\mathcal{B}_x = \mathcal{B}_0 \, e^{-x/d} \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{x}{d}\right),$$

dove la grandezza d (chiamata talvolta « penetrazione ») è omogenea con una lunghezza ed è data da:

$$d = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{\varrho}{\mu f}}. \tag{3}$$

La teoria del Boucherot presuppone $\mu = \text{cost}$, ossia $\mathcal{B}$ proporzionale al campo magnetizzante $\mathcal{H}$. Ne segue che, per un dato materiale, dovrebbe d variare in ragione inversa di $\sqrt{f}$. In realtà quell'ipotesi ($\mu = \text{cost}$), inammissibile per valori elevati di $\mathcal{B}$ e di $\mathcal{H}$, si scosta in generale alquanto dalla realtà anche per i bassi valori di $\mathcal{B}$, con cui si ha qui a che fare; quindi la proporzionalità fra d ed $1/\sqrt{f}$ non è esattamente verificata. Ciò non di meno le formule dedotte in base a tale ipotesi consentono, come si vedrà, di raggiungere bene gli scopi tecnici che si hanno di mira ([8]).

La relazione fra il valore $\mathcal{B}_0$ che assume l'ampiezza

$$\mathcal{B}_{x\,\max} = \mathcal{B}_0 \, e^{-x/d}$$

della $\mathcal{B}_x$ in superficie (cioè per $x = 0$) e il valore $\mathcal{B}_{\max} = \Phi_{\max}/S$ che assumerebbe l'ampiezza dell'induzione, se il flusso fosse distribuito uniformemente (è precisamente questo valore $\mathcal{B}_{\max}$ che ci è noto in pratica), si trova eguagliando le espressioni del flusso nei due casi:

$$\Delta \cdot \mathcal{B}_{\max} \operatorname{sen}(\omega t - \psi) = 2\int_0^{\Delta/2} \mathcal{B}_x \, dx.$$

Se per semplicità si ammette, che d sia abbastanza piccolo rispetto a $\Delta/2$, in modo che si possa ritener trascurabile l'induzione $\mathcal{B}_x$ nella mezzaria della lamina ([9]), si può adottare la formula dedotta

---

([6]) Cfr.: L. LOMBARDI: L'Elettrot., 1915, II, p. 287.

([7]) P. BOUCHEROT: Bull. Soc. Int. El., 1908, VIII, p. 663.

([8]) Si noti poi, che una variazione di μ si ripercuote moderatamente su d, perchè d è inversamente proporzionale, non a μ, ma a $\sqrt{\mu}$.

([9]) Per es. se $d = \Delta/6$, l'ampiezza $\mathcal{B}_{x\,\max}$ in mezzaria è solo il 5 % di $\mathcal{B}_0$. Coi valori di Δ e di d che qui si presentano ordinariamente, la suddetta semplificazione non sembra giustificata; l'esperienza tuttavia dimostra, che non si commette errore notevole. Ad ogni modo tale errore (come pure quello di ammettere $d = \text{cost}$ anche nel caso che μ sia variabile) non ha altro effetto che di modificare alquanto i valori dei coefficienti sperimentali k_l e k_{cp} (V. in fine di questo §).

dal Boucherot per il conduttore di spessore indefinito, scrivendo:

$$\Delta \cdot \mathcal{B}_{\max} \operatorname{sen}(\omega t - \psi) = 2 \int_0^\infty \mathcal{B}_x \, d x =$$

$$= 2 \mathcal{B}_0 \int_0^\infty e^{-x/d} \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{x}{d}\right) = \frac{d}{\sqrt{2}} \mathcal{B}_0 \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{4}\right).$$

Limitandosi quindi a considerare le ampiezze anzichè i valori istantanei, risulta:

$$\mathcal{B}_0 = \frac{\Delta}{d/\sqrt{2}} \mathcal{B}_{\max} ;$$

la quale dice che il flusso totale, se avesse la densità $\mathcal{B}_0$ che si produce in superficie, ed avesse ovunque la medesima fase, sarebbe contenuto in una scorza di spessore $d/\sqrt{2}$.

Nota la legge della distribuzione dell'induzione magnetica nello spessore della lamina, per dedurre le perdite per isteresi e per correnti parassite, si può pensare di calcolare il valor medio, rispetto allo spessore, delle perdite espresse dalle formule precedentemente citate. Le *perdite per isteresi* e per unità di volume corrispondenti a una generica distanza x dalla superficie sono:

$$P_i' = \eta' f \mathcal{B}_{x \max}^2 = \eta' f \mathcal{B}_0^2 e^{-2x/d}.$$

Computando quindi il loro valor medio rispetto a tutto (o a mezzo) lo spessore della lamina, ed estendendo (come sopra s'è detto) l'integrazione fra i limiti 0 ed ∞ ([10]), si ottiene:

$$P_i = \frac{2}{\Delta} \int_0^{\Delta/2} P'_i \, d x \simeq \frac{2}{\Delta} \eta' f \mathcal{B}_0^2 \int_0^\infty e^{-2x/d} \, d x$$

$$= \frac{1}{2} \eta' \frac{\Delta}{d} f \mathcal{B}_{\max}^2 .$$

In pratica si presenta comodo usare, anzichè l'ampiezza $\mathcal{B}_{\max}$, il valore efficace $\mathcal{B} = (1/\sqrt{2}) \mathcal{B}_{\max} = \Phi_{\text{eff.}}/S$; perciò, con questa sostituzione ed attribuendo a d il valore dato dalla (3), risulta infine:

$$P_i = k_i f^{1,5} \mathcal{B}^2,$$

dove:

$$k_i = 2 \pi \frac{\eta'}{\sqrt{\varrho}} \Delta \sqrt{\mu} \quad ; \quad \mathcal{B} = \frac{\Phi_{\text{eff.}}}{S} . \tag{4}$$

([10]) E' facile del resto estendere l'integrazione anche fra i limiti 0 e $\Delta/2$; risulta:

$$\int_0^{\Delta/2} e^{-2x/d} \, d x = (1 - e^{-\Delta/d}) \cdot \int_0^\infty e^{-2x/d} \, d x.$$

L'errore che si commette con questa semplificazione compensa in parte quello segnalato nella nota ([9]).

In modo analogo le *perdite per correnti parassite*:

$$P_{cp} = \frac{2}{\Delta}\int_0^{\Delta/2} P'_{cp}\, d\,x \cong$$

$$\cong \frac{2}{\Delta} c \frac{\Delta^2}{\varrho} f^2 \mathcal{B}^2_0 \int_0^\infty e^{-2x/d}\, d\,x = \frac{1}{2} c \frac{\Delta^3}{d} f^2 \mathcal{B}_{max}^2 ,$$

risultano:

$$P_{cp} = k_{cp} f^{2,5} \mathcal{B}^2,$$

dove:

(5) $$k_{cp} = 2\,\pi \frac{c}{\sqrt{\varrho^3}} \Delta^3 \sqrt{\mu}\ ; \mathcal{B} = \frac{\Phi_{eff.}}{S} .$$

Le *totali perdite nel ferro* (per unità di volume) risultano dunque espresse dalla formula:

(2) $$P_{fe} = k_i f^{1,5} \mathcal{B}^2 + k_{cp} f^{2,5} \mathcal{B}^2.$$

Le (4) e (5) mostrano che i coefficienti k_i e k_{cp} sono indipendenti da $\mathcal{B}$ e da f solo se μ = cost, il che si può ammettere in via di approssimazione e con riserva di opportune verifiche sperimentali, come già sopra si è accennato e come si confermerà in seguito.

Per determinare sperimentalmente i valori dei coefficienti k_i e k_{cp}, si può procedere ad esempio nel seguente modo. Costituito coi lamierini che si vogliono provare un pacco di forma torica avvolto uniformemente con N spire, se ne misurano (mediante un ponte di Maxwell o con un metodo a risonanza) la resistenza equivalente R ed il coefficiente di autoinduzione L a due diverse frequenze, misurando o calcolando nello stesso tempo la corrente I che passa nella spirale magnetizzante. Dalla resistenza totale detraendo quella del rame, si ha la resistenza apparente R_{fe} dovuta alle perdite nel ferro, e quindi le perdite stesse $P_{fe} = R_{fe} I^2$. Si calcola poi il flusso totale, mediante la formula $L = N \Phi / I$, e quindi, se S è la sezione netta del ferro, anche il valore $\mathcal{B} = \Phi / S$ dell'induzione che compare nella formula (2). Si possono scrivere così due equazioni, in cui le incognite sono soltanto k_i e k_{cp}, equazioni facilmente risolvibili con l'aiuto del regolo logaritmico.

Conviene tuttavia estendere le prove a tutto il campo di frequenze e d'induzioni, che si presume di poter poi utilizzare nelle applicazioni. Un modo comodo per ricavare i coefficienti k_i e k_{cp} è allora quello di tracciare le curve che rappresentano la grandezza $y = P_{fe} / (\mathcal{B}^2 f^{1,5})$ in funzione di f per diverse $\mathcal{B}$. Se le ipotesi semplificative fatte per dedurre la formula (2) fossero esattamente verificate, questi grafici sarebbero rappresentati da rette, tutte coincidenti, espresse dall'equazione:

(6) $$y = k_i + k_{cp} f = \frac{P_{fe}}{\mathcal{B}^2 f^{1,5}};$$

pertanto la loro ordinata all'origine sarebbe k_i, mentre il loro coefficiente angolare sarebbe k_{cp}.

Nel modo suddescritto sono stati esaminati lamierini di ferro-

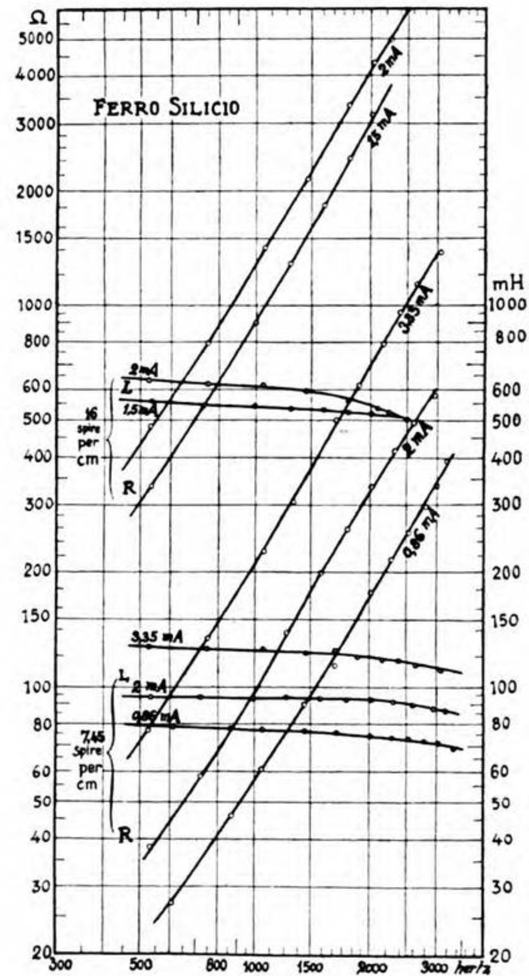


Fig. 1 *a*. — Induttanza e resistenza misurate su un pacco torico di lamierini di ferro legato.

silicio, dello spessore di 0,35 mm, isolati in carta, e lamierini di ferro dolce, dello spessore di 0,5 mm, verniciati. La fig. 1 rappresenta i risultati delle misure di L e di R. Da essa appare che l'ipotesi della costanza della permeabilità non era, per quei materiali, verificata; il

coefficiente di autoinduzione L e perciò anche la resistenza R variano infatti notevolmente, in ispecie per il ferro-silicio, al variare della corrente I ([11]).

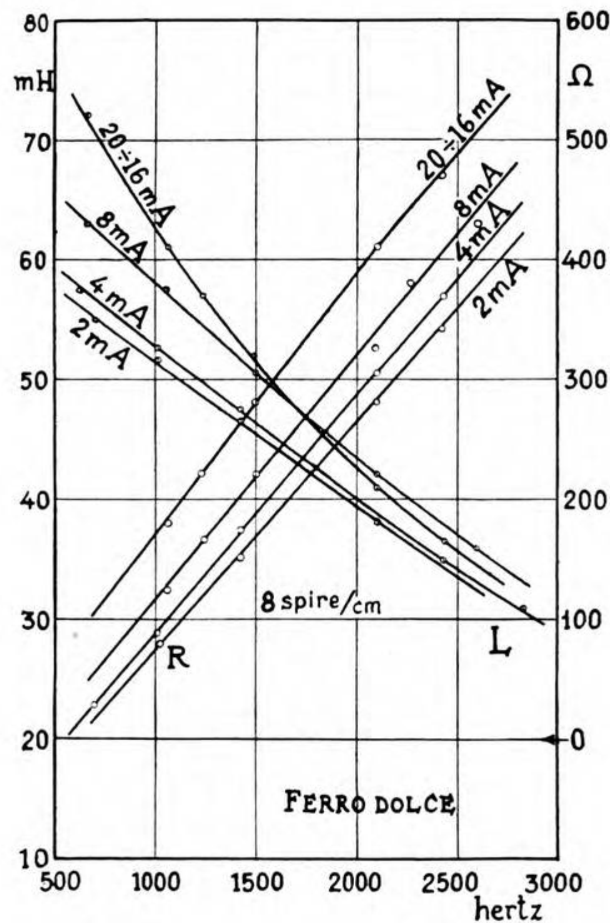


Fig. 1 *b*. — Induttanza e resistenza misurate su un pacco torico di lamierini di ferro dolce.

Dalla fig. 1 si sono dedotte le curve della fig. 2, che rappresentano il modo di variare delle perdite nel ferro (in erg/sec per cm³) al cre-

---

([11]) Nel caso del ferro-silicio la permeabilità apparente μ', ad una determinata frequenza, varia quasi linearmente col variare dell'induzione $\mathcal{B}$.

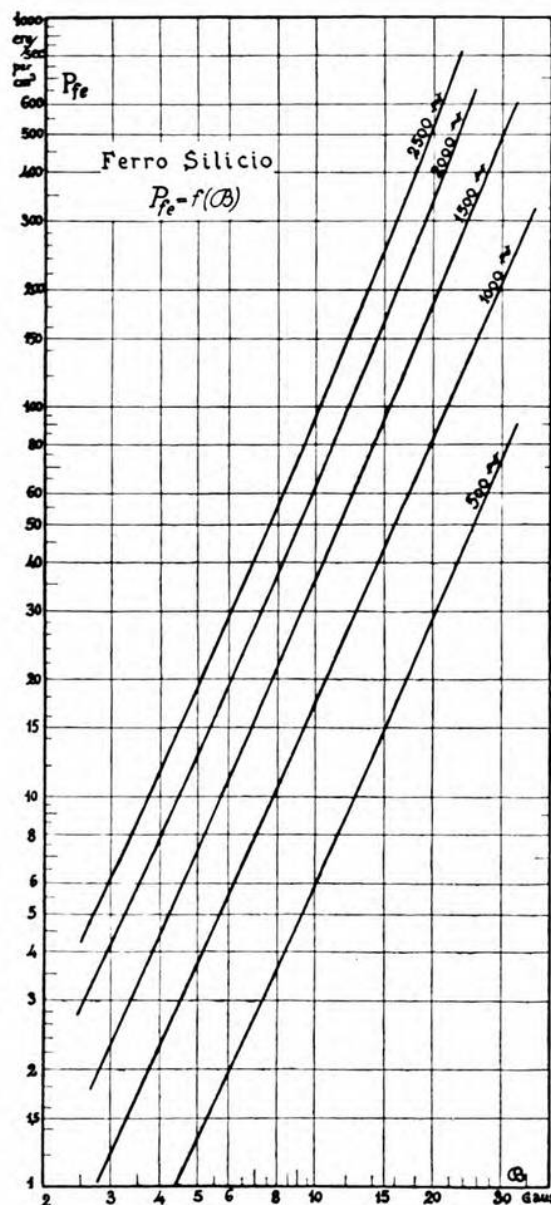


Fig. 2 *a*. — Variazione delle perdite nel ferro al variare dell'induzione magnetica, a diverse frequenze.

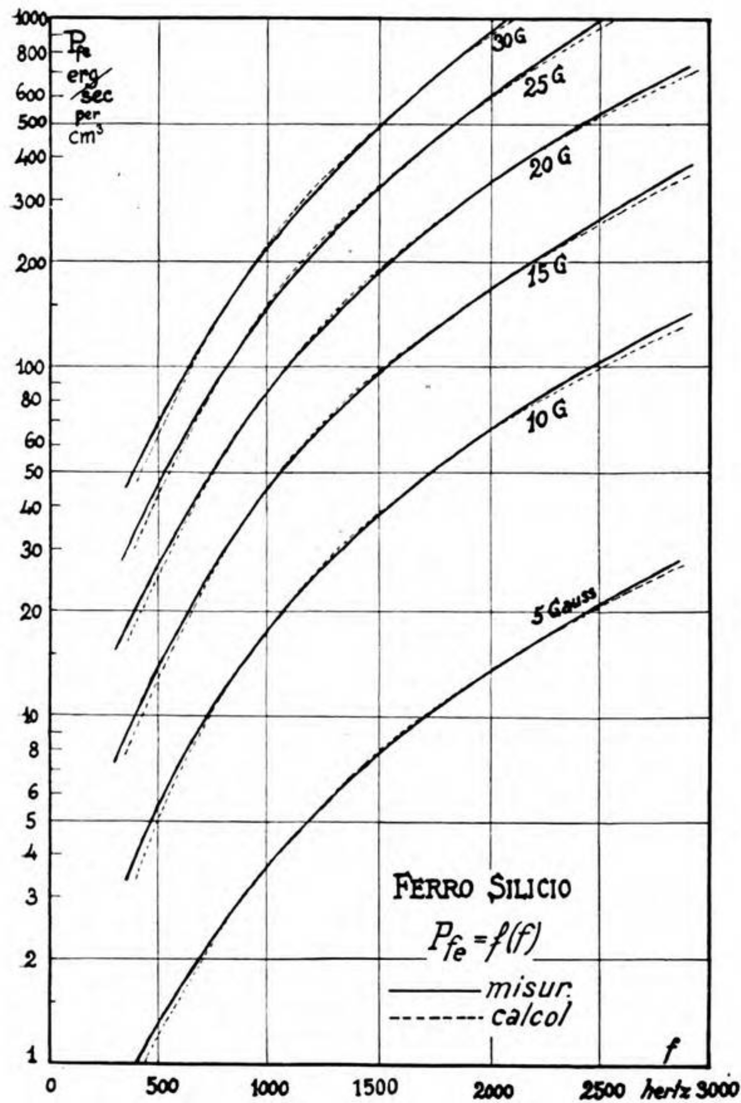


Fig. 3 *a*. — Variazione delle perdite nel ferro al variare della frequenza, per diversi valori dell'induzione.

scere dell'induzione apparente $\mathcal{B}$ (in gauss); poi le curve della fig. 3 (a tratto continuo), che rappresentano il modo di variare delle perdite stesse al variare della frequenza per differenti valori di $\mathcal{B}$ = cost; ed

infine quelle della fig. 4, che corrispondono all'equazione (6) e danno i coefficienti k_i e k_{cp} [12].

Non essendo costante la permeabilità del materiale esaminato e non essendo per conseguenza verificate che approssimativamente le altre ipotesi semplificative, le curve della fig. 4 non sono rettilinee, ma leggermente convesse verso l'asse delle ascisse; e sopratutto non sono coincidenti. I coefficienti k_i e k_{cp} non sono quindi costanti, ma

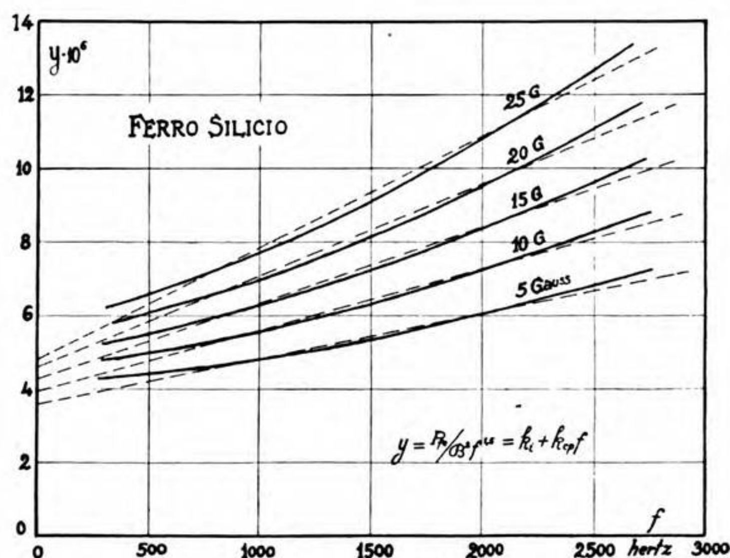


Fig. 4 *a*. — Determinazione grafica dei coefficienti k_i e k_{cp}.

sensibilmente variabili (specialmente nel caso del ferro-silicio) al variare di $\mathcal{B}$, come mostrano le fig. 5. Questo fatto, se porta alla necessità di determinare (nel modo visto) i coefficienti stessi in tutto il campo d'induzione $\mathcal{B}$ che c'interessa, non ha poi sensibile influenza sullo sviluppo dei calcoli, come si vedrà da quel che segue, per cui la utilità della formula (2) è assicurata anche nel caso che la permeabilità μ, e quindi i coefficienti k_i e k_{cp}, non siano perfettamente costanti.

(12) *Nota sulle figure*. — Per il ferro dolce sono riportate solo le fig. 1-*b* e 5-*b*; le figure intermedie sono del tutto analoghe a quelle del ferro silicio e più regolari di esse a causa della minor variazione della permeabilità. Le figure 1-*a* e 2-*a* sono a scale logaritmiche, che permettono di segnare con la stessa approssimazione tanto i piccoli quanto i grandi valori della R o delle P_{fe}; nella fig. 3-*a* solo le ordinate sono a scala logaritmica. Dalla fig. 2-*a* appare che le perdite sono effettivamente pressochè proporzionali al quadrato dell'induzione $\mathcal{B}$; infatti i diagrammi di tale figura sono quasi rettilinei.

Nella fig. 3 sono messe a confronto le curve (a trattini) delle perdite quali risultano calcolandole con la (2) in base ai coefficienti k_i e k_{cp} determinati nel modo suddetto, e le curve (a tratto continuo) delle perdite quali risultano dalle misure riferite in fig. 1 : si vede che, per gli intervalli di frequenze che qui interessano, la divergenza si mantiene quasi sempre inferiore al 5 %.

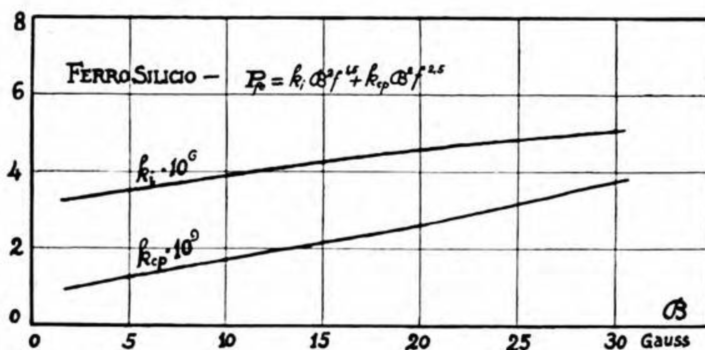


Fig. 5 *a*. — Variazione dei coefficienti k_i e k_{cp} al variare dell'induzione magnetica (ferro legato).

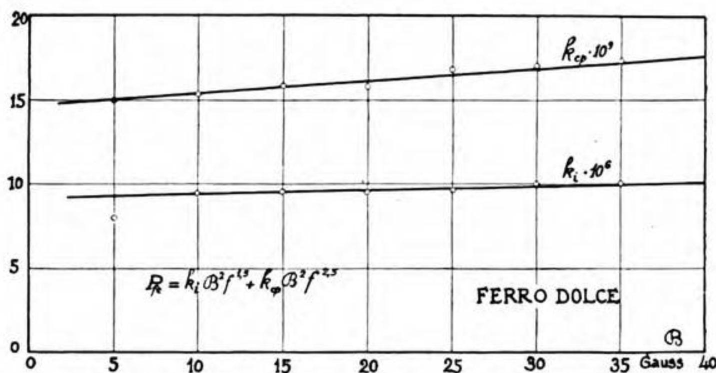


Fig. 5 *b*. — Variazione dei coefficienti k_i e k_{cp} al variare dell'induzione magnetica (ferro dolce).

2. - Considerazioni geometriche.

Le seguenti considerazioni geometriche servono a stabilire le incognite del problema. Si presume di adottare un nucleo a circuito magnetico semplice (o scomponibile in circuiti magnetici semplici) e di cui la sezione abbia una forma determinata (per es. un quadrato). Ne segue che la sezione netta S del nucleo varia col quadrato di una dimensione lineare a secondo un coefficiente numerico costante s, di-

pendente dalla forma della sezione stessa e dal suo coefficiente di riempimento. In modo analogo, per ragioni di similitudine geometrica, il volume V del nucleo potrebbe esser posto proporzionale ad a^3; si presenta tuttavia praticamente utile non vincolare la lunghezza media l del circuito magnetico esclusivamente alla sezione e quindi ad a, bensì farla dipendere esplicitamente anche dall'ingombro dell'avvolgimento, ossia dal numero N delle spire e dal diametro d'_r del filo rivestito. Si ammette cioè di poter sempre scrivere:

$$S = s \cdot a^2 \quad ; \quad V = l \cdot S = l\, s\, a^2, \tag{7}$$

dove: a indica una dimensione lineare (lunghezza), s indica un numero ed l indica la lunghezza media del circuito magnetico nel ferro, esprimibile esclusivamente in funzione di

a = dimensione lineare (come sopra),
d'_r = diametro del filo rivestito,
N = numero delle spire,

e di coefficienti numerici costanti.

I coefficienti numerici essendo fissati empiricamente, le incognite si riducono quindi a tre: a, d'_r, N. Anche la lunghezza media delle spire si può esprimere (come mostrano gli esempi seguenti) in funzione delle suddette tre incognite e di coefficienti empirici.

Esempio 1°: *Bobina di forma rettangolare.*

Molte altre forme di bobine possono ridursi a questa. Il nucleo abbia sezione quadrata con lato a; abbia inoltre la forma di un telaio rettangolare (fig. 6), in modo che la lunghezza dei due rocchetti bobinati sia tripla del loro spessore lordo b (in generale, invece di $3\,b$, la lunghezza potrà essere $x\,b$).

Con le notazioni indicate in fig. 6, la lunghezza media di una spira è espressa approssimativamente da:

$$l_r = 4\,(a + b).$$

Sia d_r il diametro del filo di rame nudo; pongasi $d_r' = k_r\, d_r$, dove $k_r > 1$ è un coefficiente che tiene conto, oltre che del rivestimento proprio del filo, anche dello spazio occupato dal rocchetto ecc. (Se per es. $k_r = 1{,}7$, vuol dire che la sezione lorda dell'avvolgimento, compreso lo spazio occupato dal rocchetto, è il 170 % della sezione netta del rame). Allora, se N è il numero totale delle spire, di cui $N/2$ per rocchetto distribuite in un rettangolo $b \times 3\,b$, si ha:

$$b = d'_r \sqrt{\frac{1}{3}\,\frac{N}{2}} = \frac{1}{\sqrt{6}}\, d'_r \sqrt{N},$$

e quindi:

$$l_r = 4\,a + \frac{4}{\sqrt{6}}\, d'_r \sqrt{N}. \tag{8}$$

La lunghezza media del circuito magnetico risulta d'altronde approssimativamente (fig. 6):

$$l = 2(a + 3b) + 2(a + 2b) = 4a + 10b$$

(9) $$l = 4a + \frac{10}{\sqrt{6}} d'_r \sqrt{N}.$$

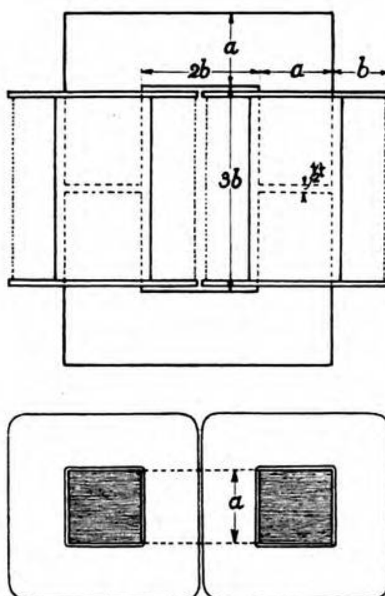


Fig. 6. — Bobina a nucleo di ferro di forma rettangolare.

Esempio 2°: *Bobina di forma torica.*

La sezione del nucleo abbia forma rettangolare con base a e altezza $2a$. Se per es. il 10 % della sezione è occupato dall'isolante fra lamierino e lamierino, il coefficiente s della formula (7) che dà la sezione netta del ferro è in questo caso evidentemente: $s = 0{,}9 \times 2 = 1{,}8$, cioè $S = 1{,}8\ a^2$.

Il profilo esterno dell'avvolgimento si può tracciare in base alla condizione che l'area di una sezione fatta in qualunque punto dell'avvolgimento in direzione normale ai fili sia costante. Per es. per una sezione fatta secondo un piano normale all'asse della bobina deve essere (fig. 7):

(10) $$\frac{\pi}{4}(D^2 - D^2_e) = \frac{\pi}{4}(D^2_i - D^2_f) = N \frac{\pi}{4} d'^2_r .$$

(Nel caso che l'avvolgimento fosse limitato ad una porzione $\alpha/2\pi$ dell'anello, basterebbe moltiplicare l'ultimo membro della (10) per $2\pi/\alpha$).

Sia prefissato il diametro D_f del foro centrale della bobina; allora per la (10) il diametro D_i interno del nucleo sarà $D_i = [D_f^2 + N d'^2_r]^{1/2}$, e quindi la lunghezza media del circuito magnetico: $l = \pi D_m = \pi (D_i + a)$ sarà espressa in funzione delle incognite N, d_r', a, e di termini noti, mediante la formula:

$$l = \pi (a + \sqrt{D^2_f + N d'^2_r}).$$

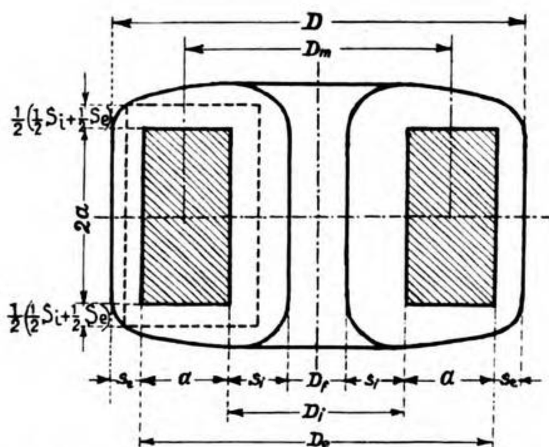


Fig. 7. — Bobina a nucleo di ferro di forma torica.

Come lunghezza media di una spira si può assumere per approssimazione quella rappresentata a trattini nella fig. 7, cioè:

$$l_r = 2 [a + \tfrac{1}{2} s_i + \tfrac{1}{2} s_e] + 2 [2a + 2 \cdot \tfrac{1}{2} (\tfrac{1}{2} s_i + \tfrac{1}{2} s_e)] =$$
$$= 2 (a + s_i + s_e) + 4a = (D - D_f) + 4a.$$

Tenendo conto che, per la (10):

$$D^2 = N d'^2_r + (D_i + 2a)^2 = 2 N d'^2_r + D_f^2 + 4a^2 + 4a \sqrt{D_f^2 + N d'^2_r}$$

risulta:

$$l_r = [2 N d'^2_r + D_f^2 + 4a^2 + 4a \sqrt{D_f^2 + N d'^2_r}]^{1/2} - D_f + 4a.$$

Appare dagli esempi precedenti che, con l'artificio di far dipendere la lunghezza del circuito magnetico dall'ingombro dell'avvolgimento e con un'opportuna scelta del coefficiente k_r, lo spazio lasciato libero dal nucleo è quello strettamente necessario per contenere le N spire (per ora incognite); il volume e il peso risultano quindi, a parità di altre condizioni, i più piccoli possibili.

Talora è conveniente fissare (per es. con criterio economico) il rapporto fra il volume del ferro e quello del rame. Se si indica con h il rapporto fra i volumi netti e con h' il rapporto fra i volumi lordi, si ha:

$$h' = \frac{s \cdot a^2 \cdot l}{(\pi/4)\, d'^2_r \cdot l_r \cdot N}\,, \text{ ossia } \frac{a^2 l}{d'^2_r\, l_r\, N} = \frac{\pi h'}{4 s} = \frac{\pi}{4}\,\frac{h}{k_r^2}\,.$$

3. - Calcolo del decremento.

a) *Resistenza del filo di rame.*

La resistenza del filo a corrente continua è data, per unità di lunghezza, da:

$$r = \frac{4}{\pi d_r^2}\,\varrho = \frac{4\,\varrho}{\pi}\,k_r^2\,\frac{1}{d'^2_r}\,,$$

essendo ρ la resistività del rame, d_r il diametro del filo nudo, $d'_r = k_r\, d_r$ un diametro fittizio maggiore di d_r per tener conto dell'ingombro quando il filo è rivestito e avvolto sulla bobina.

La resistenza, per unità di lunghezza, a corrente alternata si può scrivere: $r' = k_r' \cdot r$, potendosi ritenere il coefficiente $k_r' > 1$ (che tiene conto dell'effetto di pelle) come costante ed eguale al valor medio che esso assume nell'intervallo di frequenze che occorre considerare. Si ha dunque in definitiva:

(11) $$r' = k_r''\,\frac{1}{d'^2_r}\,,$$

dove $k_r'' = 4\,\rho\, k_r^2\, k_r'/\pi$ si può considerare come noto (v. per es. § 5), e d_r' è una delle incognite del problema.

La resistenza totale del filo di rame risulta perciò:

(12) $$R_r = r'\, l_r\, N.$$

b) *Resistenza dovuta alle perdite nel ferro.*

Com'è stato accennato in principio, se il nucleo è interrotto da un piccolo traferro, la riluttanza del circuito magnetico è praticamente costante, cioè il flusso è proporzionale alla forza magnetomotrice; si può scrivere quindi, per la definizione di autoinduzione:

(13) $$L = \sigma N \frac{\Phi}{I} = \sigma N \frac{\mathcal{B} S}{I}\,,$$

dove:

L rappresenta il coefficiente di autoinduzione della bobina,
N il numero delle spire,
$\mathcal{B}$ l'induzione magnetica nel ferro (valor efficace),
S la sezione netta del ferro,
I la corrente nella spirale (valor efficace),
σ finalmente un coefficiente, legato alla dispersione del flusso e determinabile sperimentalmente per i vari tipi di bobine, il quale in prima approssimazione si può porre eguale a 1.

Dalla (13) risulta:

$$\mathcal{B} = \frac{L\,I}{\sigma\,N\,S}$$

e sostituendo nell'espressione (2) delle perdite nel ferro, estesa a tutto il volume V:

$$P_{fe} = \mathcal{B}^2\,V\,(k_i f^{1,5} + k_{cp} f^{2,5}),$$

si ottiene:

$$R_{fe} = \frac{P_{fe}}{I^2} = (k_i f^{1,5} + k_{cp} f^{2,5})\,\frac{V}{S^2}\,\frac{1}{\sigma^2}\,\frac{L^2}{N^2}.$$

Ricordando le espressioni (7) di S e di V date al § 2, risulta:

(14) $$R_{fe} = (k_i f^{1,5} + k_{cp} f^{2,5})\,L^2\,Q,$$

ove k_i e k_{cp} sono i coefficienti sperimentali del materiale magnetico, e

(15) $$Q = \frac{1}{s\,\sigma^2}\,\frac{l}{a^2\,N^2}$$

è esprimibile esclusivamente in funzione di a, N, d_r e di coefficienti noti.

c) *Resistenza totale equivalente e decremento.*

La $R = R_r + R_{fe}$ risulta dunque:

$$R = R_r + Q\,L^2\,(k_i f^{1,5} + k_{cp} f^{2,5}),$$

così che il *decremento* della bobina, secondo la (1), è espresso dalla formula:

(16) $$\delta = \frac{R}{2\,f\,L} = \tfrac{1}{2}\,R_r f^{-1} L^{-1} + \tfrac{1}{2}\,Q\,L\,(k_i f^{0,5} + k_{cp} f^{1,5}).$$

4. - Condizioni di minimo decremento.

a) E' facile rilevare che il decremento $\delta = R/(2\,f\,L)$ di una data bobina di autoinduzione a nucleo di ferro deve avere un minimo al variare della frequenza f, se si osserva che la resistenza R si compone di due parti, l'una delle quali (resistenza del rame) quasi indipendente dalla frequenza, l'altra (resistenza dovuta alle perdite nel ferro) crescente molto rapidamente al crescere della frequenza. Il rapporto R/f si compone dunque di due parti, l'una decrescente e l'altra crescente al crescere della frequenza; ne segue che la somma, in determinate condizioni, deve presentare un minimo. In modo analogo si prevede che δ abbia un minimo anche al variare di L.

Tutto ciò appare evidente dall'espressione (16), la quale permette di calcolare le condizioni di minimo. Si osservi che, fissate le dimensioni e il numero delle spire, cioè fissati i parametri caratteristici R_r, Q, k_i, k_{cp}, non è ancora fissato il coefficiente di autoinduzione L che avrà la bobina, perchè L dipende anche dal traferro (che

resta da determinarsi, nel modo che si vedrà in seguito); perciò entrambe le suddette condizioni di minimo si possono soddisfare. E' lecito derivare δ tanto rispetto ad L quanto rispetto ad f, supponendo costanti i suddetti parametri caratteristici. Si potrà scrivere:

$$(17)\quad \begin{cases} \dfrac{\partial \delta}{\partial f} = -R_r L^{-1} f^{-2} + Q L (0{,}5\, k_i f^{-0,5} + 1{,}5\, k_{cp} f^{0,5}) = 0 \\[2ex] \dfrac{\partial \delta}{\partial L} = -R_r L^{-2} f^{-1} + Q (k_i f^{0,5} + k_{cp} f^{1,5}) = 0. \end{cases}$$

Quando si soddisfi simultaneamente a queste due condizioni, si ottiene un decremento doppiamente minimo (minimo dei minimi).

I valori f_m di f ed L_m di L che rendono minimo δ si ottengono dal sistema (17), moltiplicando i due membri della prima equazione per $f/L \neq 0$ e confrontando con la seconda. Risulta:

$$(18)\qquad f_m = \frac{k_i}{k_{cp}},$$

e di conseguenza:

$$(19)\qquad L_m = \frac{1}{f_m} \sqrt{\frac{R_r}{2Q}} \left(\frac{1}{k_i\, k_{cp}}\right)^{0,25}.$$

Il valor minimo δ_m che assume δ quando si faccia $f = f_m$ ed $L = L_m$ risulta [dalla (16)]:

$$(20)\qquad \delta_m = \sqrt{2 R_r Q}\, (k_i\, k_{cp})^{0,25}.$$

b) Se si taglia la superficie (16) con un piano $f = \tau f_m = \tau\, k_i/k_{cp}$ (dove $\tau \lesseqgtr 1$) si ottiene, al variare del parametro τ, una famiglia di curve:

$$(21)\qquad \delta' = \frac{1}{2} \frac{1}{\tau f_m} R_r L^{-1} + \frac{1}{2} \left(\sqrt{\tau} + \frac{1}{\sqrt{\tau}}\right) \tau f_m \cdot Q L (k_i\, k_{cp})^{0,5},$$

ognuna delle quali ha un minimo [come risulta anche dalla 2ª delle (17)] per:

$$(22)\qquad L = \frac{L_m}{\tau} \sqrt{\frac{2}{\sqrt{\tau} + \dfrac{1}{\sqrt{\tau}}}};$$

minimo che ha il valore:

$$(23)\qquad \delta'_m = \delta_m \sqrt{\frac{1}{2}\left(\sqrt{\tau} + \frac{1}{\sqrt{\tau}}\right)}.$$

Il luogo di questi minimi δ'_m al variare di τ è una curva (curva sinclinale della superficie (16)), la quale ha un minimo per $\tau = 1$: precisamente il minimo dei minimi δ_m già trovato in *a*).

c) Quando, in generale, si abbia $f = \tau f_m$ ed $L = \theta L_m$, il decremento è espresso in funzione del suo valor minimo assoluto δ_m mediante la formula:

$$(24) \qquad \delta = \frac{1}{2} \delta_m \left[\frac{1}{\tau \theta} + \frac{1}{2} \tau \theta \left(\sqrt{\tau} + \frac{1}{\sqrt{\tau}} \right) \right],$$

dalla quale si deduce, come nel caso b), il minimo rispetto a θ:

$$(23) \; \delta'_m = \delta_m \sqrt{\frac{1}{2} \left(\sqrt{\tau} + \frac{1}{\sqrt{\tau}} \right)}, \text{ per } \theta = \frac{1}{\tau} \sqrt{\frac{2}{\sqrt{\tau} + \frac{1}{\sqrt{\tau}}}}, \; (22)$$

e poi il minimo dei minimi δ_m per $\theta = \tau = 1$.

Può anche darsi che, pur essendo $\tau = 1$, sia $\theta \neq 1$. In tal caso il decremento è dato evidentemente dalla formula:

$$(24') \qquad \delta' = \frac{1}{2} \delta_m \left[\theta + \frac{1}{\theta} \right],$$

la quale al variare di θ, cioè di $L = \theta L_m$, rappresenta la curva intersezione della superficie (16) col piano $f = f_m$, e non è che un caso particolare della (21).

5. - Verifiche sperimentali.

Le verifiche sperimentali delle formule trovate al § 4 sono state eseguite su una bobina avente la forma indicata in fig. 6, ed il cui nucleo era formato con lamierini di ferro-silicio eguali a quelli esaminati al § 1.

Secondo il metodo e i simboli del § 2, si aveva:

a = 2 cm = lato della sezione quadrata del nucleo di ferro;
S = $s a^2$ = 0,9 · 4 = 3,6 cm² = sezione netta del ferro, essendo
s = 0,9 il coefficiente che tiene conto dello spessore isolante fra lamierino e lamierino;
b = 1,6 cm, $3b$ = 4,8 cm = dimensioni principali d'ingombro dell'avvolgimento;
l = $2(a + 2b) + 2(a + 3b) \approx 24$ cm = lunghezza media del circuito magnetico;
l_r = $4(a + b) \approx 15$ cm = lunghezza media di una spira;
N = 2020 = numero totale delle spire (metà per rocchetto);
d_r = 0,05 cm = diametro del filo di rame nudo;
$2b \times 3b \approx 15{,}5$ cm² = spazio occupato dalle N spire, quindi:
d_r' = $\sqrt{15{,}5/2020} \approx 0{,}0865$ cm = diametro (fittizio) del filo rivestito ed avvolto;
k_r = $0{,}0865/0{,}05 \approx 1{,}75$ = coefficiente d'ingombro dell'avvolgimento;
r $\approx 0{,}083\ \Omega$/m = $83 \cdot 10^4\ U_{CGS}$/cm = resistenza unitaria del filo di rame a corrente continua;

$r' = k_r' r \simeq 1{,}05 \cdot 83 \cdot 10^4 \simeq 87{,}5 \cdot 10^4\ U_{CGS}/\text{cm}$ = resistenza unitaria a 1000 ÷ 2000 hertz;

$k_r'' = r' d_r'^2 = 87{,}5 \cdot 10^4 \cdot 0{,}0865^2 \simeq 6000$ = coefficiente per passare senz'altro dal diametro d_r' alla resistenza r' secondo la formula (11) del § 3;

$\sigma \simeq 0{,}975$ = coefficiente relativo alla dispersione del flusso.

Con i dati precedenti i due parametri caratteristici della bobina risultano quindi, per le (12) e (15):

$$R_r = r' l_r N = 87{,}5 \cdot 10^4 \cdot 15 \cdot 2020 \simeq 2{,}65 \cdot 10^{10}\ U_{CGS};$$

$$Q = \frac{1}{s\sigma^2} \frac{l}{a^2 N^2} = \frac{1}{0{,}9 \cdot 0{,}975^2} \frac{24}{2^2 \cdot 2020^2} \simeq 1{,}74 \cdot 10^{-6}\ \text{cm}^{-1}.$$

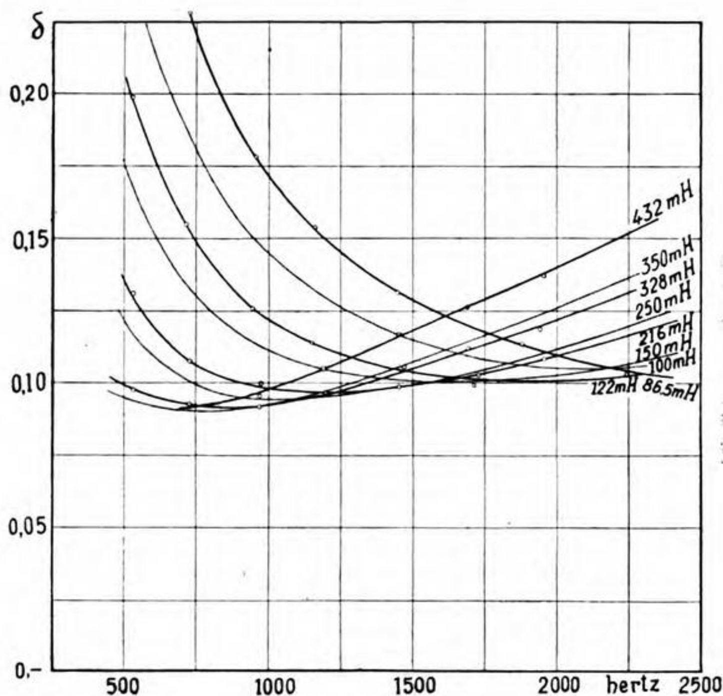


Fig. 8. — Variazione del decremento di una bobina a nucleo di ferro al variare della frequenza, per diversi valori del coefficiente di autoinduzione.

Su tale bobina sono state eseguite 5 serie di misure, perchè si è modificato cinque volte il traferro, in modo da ottenere cinque diversi valori del coefficiente di autoinduzione della bobina (da 86 mH a 432 mH circa), ed ogni volta si sono eseguite, col ponte di Maxwell,

le misure della resistenza equivalente R e del coefficiente di autoinduzione L a diverse frequenze. (I mezzi sperimentali hanno consentito di estendere l'intervallo di frequenze fra 500 e 2200 hertz circa). La corrente I nella spirale è stata cambiata ogni volta, calcolandola mediante la formula (13), in modo che l'induzione $\mathcal{B}$ nel ferro fosse sempre la stessa ed eguale a circa 16 gauss; e ciò per ottenere risultati confrontabili fra loro. Per ogni serie di misure si è quindi calcolato il decremento $\delta = R/(2 f L)$ (L restava quasi costante al variare della frequenza)

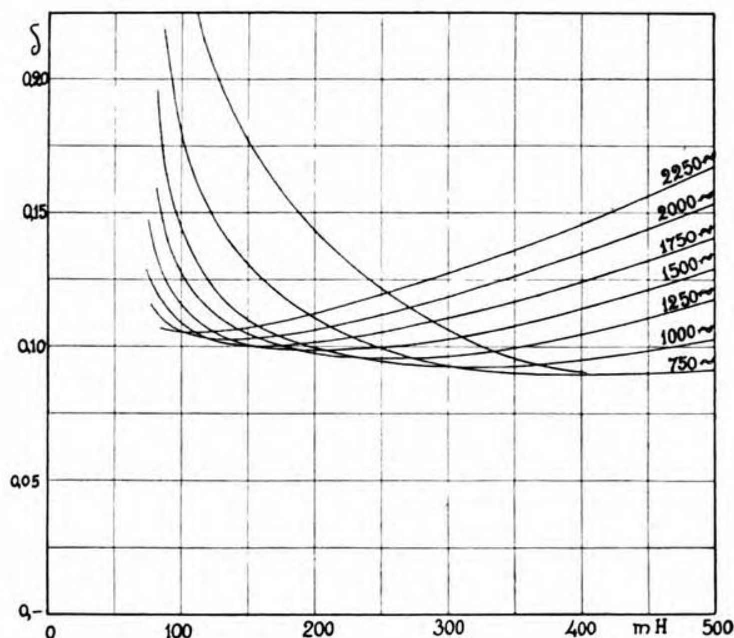


Fig. 9. — Variazione del decremento di una bobina a nucleo di ferro al variare del suo coefficiente di autoinduzione, a diverse frequenze.

ed i risultati sono rappresentati dalle curve della fig. 8, nella quale sono tracciate per interpolazione anche altre curve non contraddistinte da punti sperimentali. Le curve della fig. 9, dedotte dalle precedenti, rappresentano poi il modo di variare del decremento al variare del coefficiente di autoinduzione, per diverse frequenze.

Ognuna di quelle curve, le quali rappresentano intersezioni della superficie (16) rispettivamente con piani L = cost ed f = cost, ha effettivamente un minimo, che cade nel campo delle frequenze e delle autoinduzioni misurate. La posizione del minimo dei minimi non risulta invece bene individuata, sia perchè il minimo delle curve precedenti non è molto accentuato, e sia perchè esse sono state ricavate

in condizioni molto simili ma non perfettamente identiche. Infatti, oltre a piccole altre cause di differenza, inevitabile e sopra tutte importante è stata la variazione del coefficiente σ di dispersione del flusso, in seguito alle notevoli modificazioni del traferro necessarie per variare la L della bobina fra gli ampî limiti suddetti. Perciò alcune delle curve precedenti risultano leggermente spostate e deformate rispetto a quelle che si sarebbero ottenute operando sempre in condizioni identiche e, per conseguenza, nella superficie che esse rappresentano non risulta precisata la posizione del minimo assoluto [la cui esistenza d'altronde è fuor di dubbio, data la doppia curvatura della superficie (16)].

Le verifiche sperimentali sopra descritte confermano l'attendibilità delle formule del § 4, non solo riguardo all'esistenza del minimo rispetto ad f e rispetto ad L, ma anche riguardo al valore di tale minimo e alla forma delle curve, e dimostrano quindi l'utilità pratica delle formule stesse per i calcoli preventivi. Nella fig. 10 per es. sono messe a confronto la curva rilevata sperimentalmente per $L = 216$ mH e quella calcolata con la formula (16) nel seguente modo. La corrente nella spirale della bobina durante la prova era $I \eqsim 6$ mA $= 6 \cdot 10^{-4}\ U_{CGS}$, quindi per la (13) o la (29), l'induzione nel ferro era la seguente :

$$\mathcal{B} = \frac{L\,I}{\sigma\,N\,S} = \frac{216 \cdot 10^{6} \cdot 6 \cdot 10^{-4}}{0{,}975 \cdot 2020 \cdot 0{,}9 \cdot 4} \eqsim 16{,}30 \text{ gauss.}$$

Per $\mathcal{B} = 16{,}3$ gauss i coefficienti delle perdite nel ferro sono (figura 5) : $k_i \eqsim 4{,}3 \cdot 10^{-6}$, $k_{cp} \eqsim 2{,}3 \cdot 10^{-9}$; i parametri caratteristici della bobina sono (come s'è visto) : $R_r \eqsim 2{,}65 \cdot 10^{10}\ U_{CGS}$, $Q \eqsim 1{,}74 \cdot 10^{-6}$ cm^{-1}; quindi la (16) diventa in questo caso :

$$\delta = \tfrac{1}{2}\,123 \cdot f^{-1} + \tfrac{1}{2}\,375\,(4{,}3 \cdot 10^{-6} f^{0,5} + 2{,}3 \cdot 10^{-9} f^{1,5}).$$

Il corrispondente diagramma è rappresentato a trattini nella fig. 10.

Il medesimo diagramma si ricava naturalmente anche dalle formule del § 4, dedotte dalla (16). I valori di frequenza e d'induttanza che rendono minimo il decremento sarebbero in questo caso :

$$f_m = \frac{k_i}{k_{cp}} = \frac{4{,}3 \cdot 10^{-6}}{2{,}3 \cdot 10^{-9}} \eqsim 1870 \text{ hertz,}$$

$$L_m = \frac{1}{f_m}\sqrt{\frac{R_r}{2\,Q}}\,(k_i\,k_{cp})^{-0,25} =$$

$$= \frac{1}{1870}\sqrt{\frac{2{,}65 \cdot 10^{10}}{2 \cdot 1{,}74 \cdot 10^{-6}}\left(\frac{10^{15}}{4{,}3 \cdot 2{,}3}\right)^{0,25}} \eqsim 153 \cdot 10^{6}\ U_{CGS},$$

e quindi :

$$\delta_m = \sqrt{2R_rQ}\,(k_ik_{cp})^{0,25} = \sqrt{2 \cdot 2{,}65 \cdot 1{,}74 \cdot 10^{4}}\,(4{,}3 \cdot 2{,}3 \cdot 10^{15})^{0,25} \eqsim 0{,}095.$$

Avendo effettivamente la bobina un coefficiente di autoinduzione $L = 216$ mH $\neq L_m$, cioè essendo $\theta = 216/153 \eqsim 1{,}415$, il minimo non si verifica alla frequenza $f_m = 1870$ hertz, ma ad una frequenza

$f = \tau f_m$ tale che, secondo la (22):

$$\frac{1}{\tau}\left[\frac{2}{\sqrt{\tau}+\frac{1}{\sqrt{\tau}}}\right]^{1/2} = \theta = 1{,}415 \quad , \quad \tau \approx 0{,}705,$$

cioè alla frequenza $f \approx 1320$ hertz.

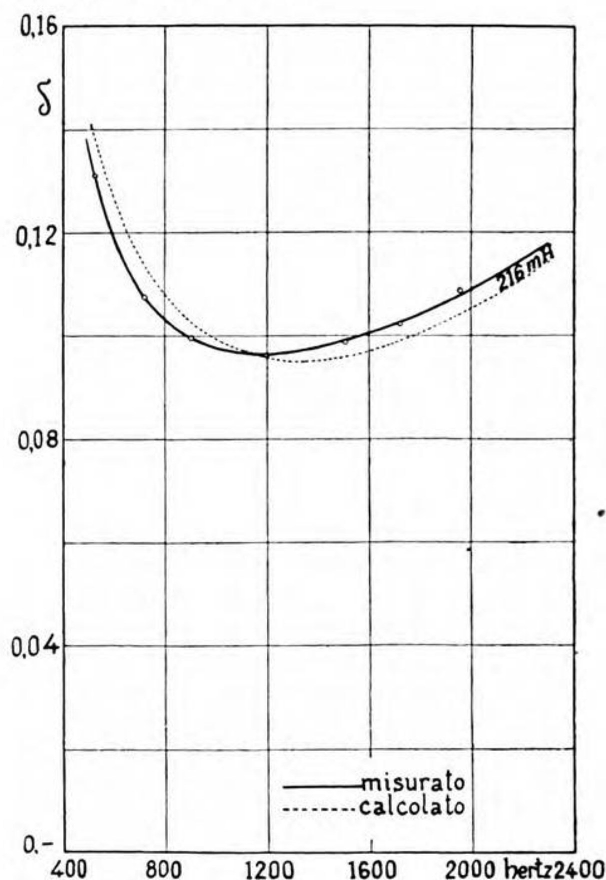


Fig. 10. — Confronto fra valori del decremento misurati e valori calcolati (a induttanza costante).

Il valore del decremento minimo risulta poi, secondo la (24):

$$\delta = 0{,}095\,\frac{1}{2}\left[\frac{1}{1{,}41\cdot 0{,}705} + 1{,}41\cdot 0{,}705\,\frac{1}{2}\left(\sqrt{0{,}705}+\frac{1}{\sqrt{0{,}705}}\right)\right] \approx$$
$$\approx 0{,}0955.$$

La curva dedotta dalle misure (segnata in fig. 10 a tratto continuo) presenta invece il suo minimo alla frequenza 1200 hertz circa; il minimo è circa 0,097 e differisce quindi ben poco dal valore calcolato. Come si vede, la forma delle due curve, sperimentale e calcolata, è poi la medesima (ed è definita dall'espressione contenuta nella (24)

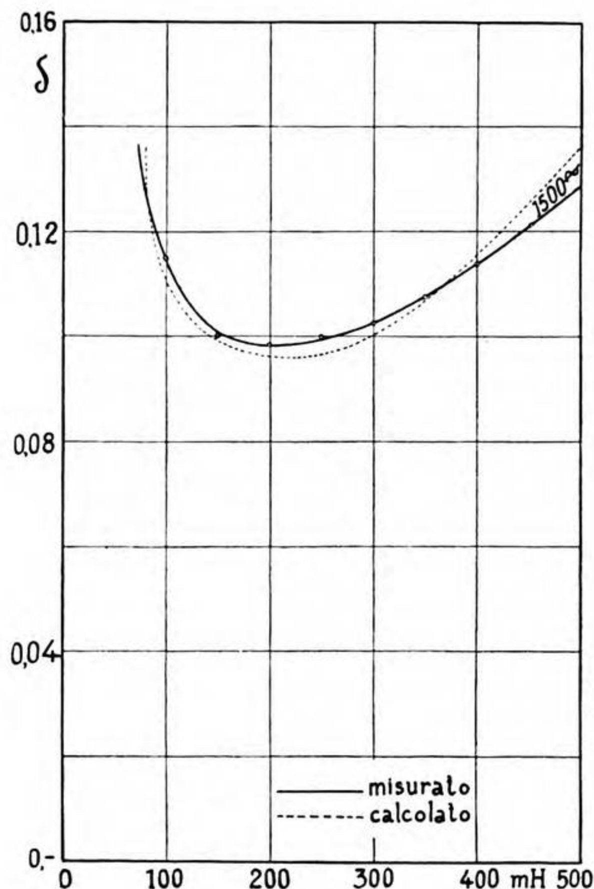


Fig. 11. — Confronto fra valori del decremento misurati e valori calcolati (a frequenza costante).

in parentesi quadra), così che la differenza fra il decremento misurato e quello calcolato non supera in nessun punto il $5 \div 6$ %, approssimazione più che sufficiente per gli scopi pratici.

Nella fig. 11 sono messe a confronto le curve che rappresentano il modo di variare del decremento al variare del coefficiente di autoinduzione ed a frequenza costante $f = 1500$ hertz; la curva a tratto con-

tinuo è quella dedotta dalle prove (fig. 8 e 9), la curva a trattini è stata invece calcolata mediante la formula (16) nel modo sopra descritto per la curva tratteggiata della fig. 10.

6. - Progetto di bobine di autoinduzione.

1° Caso. — *Bobina per una data frequenza.*

Sia da progettare una bobina a nucleo di ferro, avente un dato coefficiente di autoinduzione L, un dato decremento δ, e che debba servire per una data frequenza f.

Dopo avere determinati sperimentalmente (§ 1) i coefficienti k_i e k_{cp} del materiale magnetico, si ha subito la frequenza $f_m = k_i\, k_{cp}$ a cui corrisponde il decremento minimo. Si supponga per ora che tali coefficienti siano costanti; l'induzione $\mathcal{B}$ nella bobina non resta allora vincolata dai valori k_i, k_{cp} ed f_m che s'introducono nei calcoli seguenti.

Come risulta dalle verifiche sperimentali del § 5, con gli usuali materiali e gli usuali spessori di laminazione, la f_m cade proprio fra le frequenze telefoniche, e talvolta si potrà anche farla coincidere colla frequenza data f. In generale però non sarà possibile o non sarà conveniente, e si avrà:

$$f = \tau f_m = \tau \frac{k_i}{k_{cp}},$$

formula dalla quale si ricava τ ($\gtreqless 1$)

Una prima relazione fra le incognite del problema si può allora ottenere imponendo che sia verificata la condizione di minimo rispetto ad L (§ 4-*b*). Per la (22) e la (19), si ha:

$$\sqrt{\frac{R_r}{2\,Q}} = f \cdot L \cdot (k_i\, k_{cp})^{0,25} \left[\frac{1}{2}\left(\sqrt{\tau} + \frac{1}{\sqrt{\tau}}\right)\right]^{0,5}.$$

Una seconda relazione si ottiene eguagliando il corrispondente decremento δ'_m al decremento assegnato δ. Per la (23) e la (20) risulta:

$$\sqrt{2\,R_r\,Q} = \delta \cdot \left(\frac{1}{k_i\, k_{cp}}\right)^{0,25} \cdot \left[\frac{1}{2}\left(\sqrt{\tau} + \frac{1}{\sqrt{\tau}}\right)\right]^{-0,5}.$$

Moltiplicando e dividendo membro a membro tali due equazioni, si ricavano le seguenti:

$$R_r = \delta \cdot f \cdot L; \tag{26}$$

$$Q = \frac{\delta}{f\,L}\,(k_i\, k_{cp})^{-0,5} \cdot 2\left(\sqrt{\tau} + \frac{1}{\sqrt{\tau}}\right)^{-1}. \tag{27}$$

I due parametri caratteristici R_r e Q della bobina si possono dunque immediatamente calcolare, con le (26) e (27), in base ai dati del problema; e poichè d'altra parte sono espressi in funzione delle tre incognite N, a, d'_r dalle formule (12) e (15) trovate al § 3, per de-

terminare le incognite stesse basta risolvere il sistema seguente:

$$(28)\qquad \left\{ \begin{aligned} &\frac{k''_r}{d'^2_r} \cdot l_r \cdot N = R_r \\ &\frac{1}{s \cdot \sigma^2} \frac{l}{N^2 a^2} = Q, \end{aligned} \right.$$

nel quale i secondi membri sono noti e le lunghezze l_r, l si sanno sempre esprimere in funzione di N, a, d'_r (§ 2).

Una terza equazione fra le tre incognite si può avere fissando con criterio economico il rapporto fra il volume del ferro e quello del rame. Se si indica con h il rapporto fra i volumi netti e con $h' = s\,h/k_r^2$ il rapporto fra i volumi lordi, si ha (§ 2):

$$(28') \qquad \frac{l\,a^2}{l_r\,d'^2_r\,N} = \frac{\pi h'}{4\,s} = \frac{\pi h}{4\,k_r^2} = h''.$$

Il sistema (28) (28)' non è difficile da risolvere nei singoli casi (V. esempi al § 8). La bobina così progettata, essendo state determinate le sue dimensioni con criterio di minimo fra tutte quelle che potevano dare il decremento assegnato δ, è quella di volume minimo e quindi anche di minimo ingombro, minimo peso e minimo costo fra tutte le possibili bobine aventi decremento δ; e ciò anche perchè, mediante la (28)', si è scelto il rapporto economicamente più favorevole fra i due principali materiali.

Con la precedente determinazione delle dimensioni resta naturalmente determinato il valore dell'induzione $\mathcal{B}$ nel ferro: lo spessore del traferro verrà appunto fissato in modo (§ 7), che tale induzione esista poi effettivamente nella bobina costruita. Il suddetto valore di $\mathcal{B}$ si ricava dalla definizione (13) già ricordata:

$$L = \sigma\,N\,\frac{\Phi}{I} = \sigma\,N\,\frac{S\,\mathcal{B}}{I} = \mathcal{B}\,\sigma\,s\,\frac{a^2\,N}{I},$$

dalla quale risulta:

$$(29) \qquad \mathcal{B} = \frac{1}{s\sigma}\,\frac{L}{a^2\,N}\,I.$$

Il valore efficace I della corrente, che deve circolare nell'avvolgimento, è quasi sempre un dato del problema; per cui, a bobina progettata, il secondo membro della (29) si può senz'altro calcolare.

Si è supposto fin qui che i coefficienti k_i, k_{cp} e quindi anche il loro rapporto $k_i/k_{cp} = f_m$, dai quali si parte per il calcolo della bobina, siano indipendenti dall'induzione $\mathcal{B}$. Com'è stato osservato al § 1, questa condizione non è in genere soddisfatta in modo rigoroso, perchè k_i, k_{cp} ed f_m variano al cambiare di $\mathcal{B}$ (fig. 5). In tal caso si deve in un primo tempo fare il progetto partendo da valori k_i, k_{cp} scelti

come media in un certo intervallo presumibilmente favorevole ([13]), e poi verificare che essi non siano troppo diversi da quelli che corrispondono alla $\mathcal{B}$ data dalla (29). In pratica il progetto è quasi sempre accettabile dopo il primo o il secondo tentativo, perchè un cambiamento anche notevole della $\mathcal{B}$ non cambia molto k_i, k_{cp} ed f_m (§ 1) e si ripercuote ancora meno sul parametro Q, l'unico che dipenda dai coefficienti stessi (form. 27).

2° Caso. — *Bobina per una data banda di frequenze.*

Sia da progettare una bobina a nucleo di ferro, avente un dato coefficiente di autoinduzione L, un dato decremento δ, e che debba servire per un dato intervallo di frequenze $f_1 \dots f_2$ ($f_1 < f_2$).

Determinati sperimentalmente i coefficienti k_i, k_{cp} del materiale magnetico e quindi la frequenza $f_m = k_i/k_{cp}$, si avrà in generale:

$$f_1 = \tau_1 f_m \quad , \quad f_2 = \tau_2 f_m \, ,$$

relazioni dalle quali si ricavano τ_1 e τ_2 ($\gtrless 1$).

In questo caso conviene fare in modo, non solo che la frequenza a cui corrisponde il decremento minimo (minimo parziale) sia compresa fra le frequenze f_1 ed f_2 estreme della data banda, ma altresì che i valori δ_1 e δ_2 che il decremento assume in corrispondenza di f_1 ed f_2 siano eguali fra loro, in modo che le due frequenze estreme risultino egualmente attenuate.

Affichè sia $\delta_1 = \delta_2$, dev'essere per la (24):

$$\frac{1}{\theta \tau_1} + \frac{1}{2} \theta \tau_1 \left(\sqrt{\tau_1} + \frac{1}{\sqrt{\tau_1}} \right) = \frac{1}{\theta \tau_2} + \frac{1}{2} \theta \tau_2 \left(\sqrt{\tau_2} + \frac{1}{\sqrt{\tau_2}} \right)$$

e quindi:

$$\theta = \sqrt{\frac{2}{\tau_1 \tau_2}} \left[\frac{\tau_2 - \tau_1}{\tau_2 \left(\sqrt{\tau_2} + \frac{1}{\sqrt{\tau_2}} \right) - \tau_1 \left(\sqrt{\tau_1} + \frac{1}{\sqrt{\tau_1}} \right)} \right]^{1/2} =$$

$$= \frac{f_m \sqrt{2}}{\sqrt{f_1 f_2}} \left[\frac{f_2 - f}{f_2 \left(\sqrt{\frac{f_2}{f_m}} + \sqrt{\frac{f_m}{f_2}} \right) - f_1 \left(\sqrt{\frac{f_1}{f_m}} + \sqrt{\frac{f_m}{f_1}} \right)} \right]^{1/2} .$$

Calcolato così il numero θ, una prima equazione fra le incognite

---

([13]) Un criterio è dato dalla stessa (29). Infatti, quando sono assegnati il coefficiente di autoinduzione L e la corrente I (in unità assolute), è facile prevedere per ragioni pratiche l'ordine di grandezza di $a^2 N$ (sezione del ferro in cm² per numero totale delle spire) e quindi anche l'ordine di grandezza della $\mathcal{B}$. Si può dunque fare un primo progetto partendo dai coefficienti k_i, k_{cp} corrispondenti (fig. 5) alla $\mathcal{B}$ così prevista.

del problema si ha ponendo $L = \theta L_m$, cioè per la (19):

$$\sqrt{\frac{R_r}{2Q}} = L \frac{f_m}{\theta} (k_i \, k_{cp})^{0,25} \quad .$$

In questo modo, come s'è visto al § 4-*c*, al variare della frequenza $f = \tau f_m$ da f_1 ad f_2, cioè al variare di τ da τ_1 a τ_2, il decremento scende da un valore δ_1, per $\tau = \tau_1$, ad un valor minimo

$$\delta'_m = \delta_m \sqrt{\frac{1}{2}\left(\sqrt{\tau} + \frac{1}{\sqrt{\tau}}\right)} \;, \text{ per } \frac{1}{\sqrt{\tau}} \sqrt{\frac{2}{\sqrt{\tau} + \frac{1}{\sqrt{\tau}}}} = \theta \;,$$

e poi risale al valore $\delta_2 = \delta_1$, per $\tau = \tau_2$.

Una seconda equazione si può allora ottenere eguagliando il decremento assegnato δ al decremento minimo δ_m', o meglio (se δ è un valore che non si deve superare) eguagliando δ al valore $\delta_1 = \delta_2$. Per la (24) e la (20) si ha in questo secondo caso:

$$\sqrt{2 R_r Q} = \delta \left(\frac{1}{k_i \, k_{cp}}\right)^{0,25} \cdot 2 \left[\frac{1}{\theta \tau_1} + \frac{1}{2} \theta \tau_1 \left(\sqrt{\tau_1} + \frac{1}{\sqrt{\tau_1}}\right)\right]^{-1} .$$

Moltiplicando e dividendo membro a membro le due precedenti equazioni si ottengono, espressi in funzione dei dati del problema, i due parametri caratteristici della bobina:

$$(30) \qquad R_r = \delta L \frac{f_m}{\theta} 2 \left[\frac{1}{\theta \tau_1} + \frac{1}{2} \theta \tau_1 \left(\sqrt{\tau_1} + \frac{1}{\sqrt{\tau_1}}\right)\right]^{-1} ,$$

$$(31) \qquad Q = \frac{\delta}{L} \frac{\theta}{f_m} (k_i \, k_{cp})^{-0,5} \left[\frac{1}{\theta \tau_1} + \frac{1}{2} \theta \tau_1 \left(\sqrt{\tau_1} + \frac{1}{\sqrt{\tau_1}}\right)\right]^{-1} .$$

Per la determinazione delle incognite N, a, d'_r basta dunque, come nel caso 1°, risolvere il sistema:

$$(28) \qquad \begin{cases} \dfrac{k''_r}{d'^2_r} \, l_r \, N = R_r \\[2ex] \dfrac{1}{s \sigma^2} \, \dfrac{l}{a^2 N^2} = Q \\[2ex] \dfrac{l \, a^2}{l_r \, d'^2_r \, N} = \dfrac{\pi h'}{4 s} = \dfrac{\pi h}{4 k_r^2} \end{cases} ,$$

dopo di che si verificherà, se coi valori a ed N così trovati l'equazione:

$$(29) \qquad \mathcal{B} = \frac{1}{s \sigma^2} \, \frac{L}{a^2 N} I$$

dà un'induzione $\mathcal{B}$ compatibile coi valori k_i, k_{cp} introdotti nelle (30), (31).

La data banda di frequenze f_1.... f_2 può presentare i due seguenti casi particolari:

$$f_1 = 0 \text{ (ed } f_2 \text{ finita), oppure } f_2 = \infty \text{ (ed } f_1 \text{ finita).}$$

Dalla formula principale (16) appare che nel primo caso risulta $\delta_1 = \infty$, a meno che non sia $R_r = 0$; una tale bobina conviene quindi che abbia la più piccola possibile resistenza del rame R_r.

Nel secondo caso invece risulta $\delta_2 = \infty$, a meno che non siano nulli k_i e k_{cp}; conviene dunque che la bobina sia senza nucleo di ferro. Ciò d'altronde si verifica automaticamente, perchè, com'è noto, alle altissime frequenze l'effetto di pelle è così forte che la sezione del ferro risulta praticamente inutilizzata: la riluttanza diventa pari a quella dell'aria e la bobina funziona, come se non avesse nucleo di ferro.

7. - Determinazione del traferro.

Fino a questo punto si è supposto, che il coefficiente di autoinduzione L della bobina dipendesse solo dalle dimensioni e dal numero delle spire N, e non si è tenuto conto della riluttanza. Tuttavia (com'è stato notato a § 6) l'induzione $\mathcal{B}$ che deve esistere nel ferro resta determinata dalla (29), perchè il flusso $\Phi = \mathcal{B} S$ deve soddisfare all'equazione di definizione:

$$L = \sigma N \frac{\Phi}{I} . \tag{13}$$

Il valor efficace I della corrente nell'avvolgimento potendosi di regola considerare come un dato del problema, per produrre il flusso Φ sopra determinato occorre dunque che sia verificata la legge dei circuiti magnetici: $4 \pi N I = \mathcal{R} \Phi$; cioè dev'essere:

$$\mathcal{R} = 4 \pi N \frac{I}{\Phi} = 4 \pi N^2 \sigma \frac{1}{L} . \tag{32}$$

La riluttanza totale $\mathcal{R}$ è la somma delle riluttanze nel ferro e nel traferro:

$$\mathcal{R} = \mathcal{R}_{fe} + \mathcal{R}_a .$$

La riluttanza nel ferro $\mathcal{R}_{fe} = l/(\mu' S)$ si può calcolare, perchè ormai sono noti la lunghezza l e la sezione $S = s\, a^2$ del circuito magnetico nel ferro, mentre la permeabilità apparente μ' del ferro alla frequenza f e all'induzione $\mathcal{B}$ (form. 29), sotto cui esso lavora, risulta dalle stesse prove eseguite per la determinazione dei coefficienti k_i e k_{cp}. Infatti nelle suddette prove si ricavano le curve di $\mathcal{B}$ in funzione di f per varie I, cioè per varie intensità $\mathcal{H} = 2 N I / r_m$ del campo magnetizzante, e si può quindi conoscere la permeabilità $\mu' = \mathcal{B} / \mathcal{H}$ a tutte le frequenze e a tutte le $\mathcal{B}$ considerate. D'altronde anche la misura della L della bobina formata coi lamierini in esame

dà senz'altro la misura della permeabilità μ', perchè (come risulta dalle formule precedenti):

$$(33) \qquad L = 4\pi N^2 \frac{1}{\mathcal{R}_{fe}} = 4\pi N^2 \frac{S}{l}\mu' = 4\pi\left(\frac{N}{l}\right)^2 \cdot V \cdot \mu' ,$$

dove V rappresenta il volume del ferro ed N/l il numero di spire per unità di lunghezza ([14]).

Calcolata dunque la riluttanza del ferro, e quindi la riluttanza del traferro: $\mathcal{R}_a = \mathcal{R} - \mathcal{R}_{fe}$, lo spessore t del traferro si ottiene dalla formula seguente:

$$(34) \qquad t = \mathcal{R}_a S_a = (\mathcal{R} - \mathcal{R}_{fe}) S_a .$$

La sezione S_a del circuito magnetico nell'aria è sempre maggiore della sezione netta S del ferro: il rapporto $S_a/S > 1$ è almeno eguale al rapporto fra sezione lorda e sezione netta del ferro e si può conoscerlo empiricamente nei singoli casi ([15]). Esso dipende dalle dimensioni e dalla forma delle superficie affacciate, ed anche dalla loro distanza, cioè dal traferro stesso (eventualmente frazionato) che si tratta di determinare; da tale rapporto dipende poi, in parte, anche il coefficiente di dispersione σ che entra nelle formule precedenti. Il calcolo può dare perciò solo un valore approssimato del traferro t, che di solito si regola poi opportunamente facendo la taratura della bobina.

8. - Esempi numerici.

1° Caso. — *Bobina per una data frequenza.*

Sia da progettare una bobina a nucleo di ferro, avente un coefficiente di autoinduzione $L = 100$ mH $= 10^8\, U_{CGS}$ e tale che alla frequenza $f = 1000$ hertz il suo decremento non sia superiore a $\delta = 0{,}09$. La corrente nell'avvolgimento sia $I \approx 1$ mA $= 10^{-4}\, U_{CGS}$.

Se si osservano i diagrammi della fig. 5, che rappresentano i coefficienti k_i e k_{cp} del ferro-silicio, col quale ad es. si supponga di voler fare il nucleo, si presenta spontanea l'idea di prefissare un valore dell'induzione $\mathcal{B}$ piuttosto elevato, affinchè $k_i/k_{cp} = f_m$ si avvicini alla frequenza data $f = 1000$ hertz. Per es. per $\mathcal{B} = 26$ gauss si ha $f_m = 1500$ hertz, mentre per $\mathcal{B} = 5$ gauss si ha $f_m = 2800$ hertz. Una più attenta osservazione dimostra però che la scelta di un elevato valore di $\mathcal{B}$ non sarebbe conveniente. Infatti con $\mathcal{B} = 26$ gauss si avrebbe dalla (29):

$$N a^2 = \frac{1}{s\sigma}\,\frac{IL}{\mathcal{B}} \approx \frac{1}{0{,}9}\,\frac{10^{-4}\cdot 10^8}{26} \approx 425 \text{ spire} \times \text{cm}^2 .$$

Si riconosce subito che per una bobina di questo genere un valore

---

([14]) Cfr.: C. Matteini, loco cit. nota ([2]).

([15]) V. per es.: R. Gürtler, loco cit. nota ([2]).

di Na^2 eguale a 425 è troppo piccolo ([16]); un numero tre o quattro volte maggiore potrà andar bene.

Se si prende $\mathcal{B} = 8$ gauss, la fig. 5 dà:

$$k_i \approxeq 3{,}75 \cdot 10^{-6} \;,\; k_{cp} \approxeq 1{,}52 \cdot 10^{-9} \;;$$

quindi:

$$f_m = \frac{k_i}{k_{cp}} \approxeq 2500 \text{ hertz} \;,\; \tau = \frac{f}{f_m} \approxeq \frac{1}{2{,}5} = 0{,}4 \;.$$

I due parametri caratteristici della bobina sono dunque:

$$R_r = \delta f L = 0{,}09 \cdot 1000 \cdot 10^8 = \underline{\underline{0{,}9 \cdot 10^{10}\, U_{cgs}}} = 9\,\Omega \,,$$

$$Q = \frac{\delta}{f L} \frac{1}{\sqrt{k_i k_{cp}}} \frac{2}{\sqrt{\tau} + \dfrac{1}{\sqrt{\tau}}} = 0{,}09 \cdot 10^{-11} \cdot \frac{1}{\sqrt{57 \cdot 10^{-16}}} \frac{2}{2{,}214} =$$

$$= \underline{\underline{10{,}8 \cdot 10^{-6}\,\text{cm}^{-1}}} \;.$$

Per la determinazione delle incognite a, N, d_r' bisogna risolvere il sistema:

$$\begin{cases} r' l_r N = R_r = 0{,}9 \cdot 10^{10} \,, \\ \dfrac{1}{s\sigma^2} \dfrac{l}{a^2 N^2} = Q = 10{,}8 \cdot 10^{-6}, \end{cases} \qquad r' = \frac{k''_r}{d'^2_r} .$$

Se per es. si vuol dare alla bobina la forma rettangolare esaminata al § 2, fig. 6, si ha:

$$l_r = 4\,a + \frac{4}{\sqrt{6}} d'_r \sqrt{N} \quad = \text{lunghezza media di una spira,}$$

$$l \;\; = 4\,a + \frac{10}{\sqrt{6}} d'_r \sqrt{N} \quad = \text{lunghezza del circuito magnetico.}$$

Una terza equazione si può avere fissando con criterio economico il rapporto fra il volume del ferro e il volume del rame, mediante la form. (28)'; oppure fissando con criterio pratico il rapporto fra la

---

([16]) E' facile del resto persuadersene, se si osserva che per la 2ª delle (28) dev'essere:

$$l = s\,\sigma^2\,a^2\,N^2\,Q \approxeq 0{,}9 \,.\, 425\,N\,Q,$$

cioè ad es. per $a^2 = 1$ cm² ed $N = 425$ spire, dev'essere:

$$l \approxeq 0{,}9 \,.\, 0{,}18 \,.\, 10^6\,Q \approxeq 0{,}16 \,.\, 10^6 \cdot Q.$$

Ma d'altra parte, per la (27), Q non potrà esser molto diverso da:

$$\delta/(f\,L\,\sqrt{k_i\,k_{cp}}) \approxeq 0{,}09/(10^3 \,.\, 10^8\,\sqrt{15 \,.\, 10^{-15}}) \approxeq 7{,}35 \,.\, 10^{-6}.$$

Con la scelta fatta, la lunghezza del circuito magnetico dovrebbe essere quindi: $l \approxeq 0{,}16 \,.\, 10^6 \,.\, 7{,}35 \,.\, 10^{-6} \approxeq 1{,}2$ cm, valore praticamente impossibile.

lunghezza l del circuito magnetico e la lunghezza media l_r di una spira. Se per es. si pone $l = 1{,}75\ l_r$, dalle due formule precedenti risulta:

$$4\,a + \frac{10}{\sqrt{6}}\,d'_r\sqrt{N} = 1{,}75\left(4\,a + \frac{4}{\sqrt{6}}\,d'_r\sqrt{N}\right) = 7\,a + \frac{7}{\sqrt{6}}\,d'_r\sqrt{N},$$

e quindi:

$$d'_r\sqrt{N} = a\sqrt{6}\quad,\quad d'_r = \frac{a\sqrt{6}}{\sqrt{N}}\ .$$

Il coefficiente empirico $k_r'' = r'\ d'^2_r$ si può prender eguale a 6000 come nell'esempio del § 5. Il sistema che si tratta di risolvere diventa dunque:

$$\begin{cases} 6000\left(\dfrac{\sqrt{N}}{a\sqrt{6}}\right)^2\left(4\,a + \dfrac{4}{\sqrt{6}}\cdot a\sqrt{6}\right)N = 0{,}9\cdot 10^{10}\,, \\[2ex] \dfrac{1}{0{,}88}\ \dfrac{1}{a^2 N^2}\left(4\,a + \dfrac{10}{\sqrt{6}}\cdot a\sqrt{6}\right) = 10{,}8\cdot 10^{-6}\,. \end{cases}$$

Semplificando e poi moltiplicando e dividendo membro a membro, si ottiene:

$$\begin{cases} \dfrac{N^2}{a} = \dfrac{0{,}9}{8}\,10^7 \approx 1{,}127\cdot 10^6\,, \\[2ex] \dfrac{1}{a\,N^2} = \dfrac{0{,}88\cdot 10{,}8}{14}\,10^{-6} \approx 0{,}678\cdot 10^{-6}\ ; \end{cases}$$

$$\begin{cases} \dfrac{1}{a^2} \approx 0{,}764\,, \\[2ex] N^4 \approx 1{,}66\cdot 10^{12}\ ; \end{cases}\qquad \begin{cases} a^2 \approx 1{,}31\ \text{cm}^2\,, \\ N^2 \approx 1{,}29\cdot 10^6\,. \end{cases}$$

Risulta dunque:

$$a \approx 1{,}145\ \text{cm}\quad,\quad N \approx 1137\ \text{spire}\ ,$$

e quindi:

$$d'_r = \frac{1{,}145\sqrt{6}}{\sqrt{1137}} \approx 0{,}0833\ \text{cm} = 0{,}833\ \text{mm}\ .$$

Questi valori sono praticamente accettabili salvo leggeri ritocchi; non occorre quindi fare altri tentativi e la bobina può esser costruita coi seguenti dati:

$a = 1{,}15$ cm = lato della sezione quadrata del nucleo laminato,
$N = 1140$ spire = numero totale delle spire su due rocchetti,
$d_r' = 0{,}833$ mm = diametro del filo rivestito ed avvolto.

Come lunghezza media di una spira risulta:

$$l_r = 4\cdot 1{,}15 + \frac{4}{\sqrt{6}}\cdot 1{,}15\cdot\sqrt{6} \approx 9{,}2\ \text{cm}\ ,$$

quindi la lunghezza del circuito magnetico è $l = 1{,}75 \cdot 9{,}2 \approx 16$ cm. La lunghezza complessiva della spirale è $l_r N \approx 105 \cdot 10^2$ cm $= 105$ m, e poichè la resistenza totale dev'essere $9 \cdot 10^9\, U_{CGS} = 9\ \Omega$, la resistenza unitaria del filo alla frequenza $f = 1000$ hertz deve essere:

$$r' = \frac{R_r}{l_r N} \approx \frac{9}{105} \approx 0{,}0855\ \Omega/\text{m}\ .$$

Si può quindi usare filo di rame del diametro $d_r = 0{,}052$ cm $= 0{,}52$ mm, che ha una resistenza $r \approx 0{,}0815\ \Omega/\text{m}$ a corrente continua ed a temperatura ordinaria, e che quindi lascia un margine del 5 % per l'effetto di pelle (cioè, coi simboli del § 3, $k_r' = r'/r = 1{,}05$). Con $d_r = 0{,}52$ mm e $d_r' = 0{,}833$ mm, il coefficiente d'ingombro dell'avvolgimento (v. § 2) risulta $k_r = d_r'/d_r \approx 1{,}60$, valore praticamente buono, come s'è visto nell'esempio del § 5.

L'induzione nel ferro, per la (29), risulta:

$$\mathcal{B} = \frac{1}{s\sigma}\,\frac{I\,L}{a^2 N} \approx \frac{1}{0{,}89}\,\frac{10^{-4} \cdot 10^8}{1500} \approx 7{,}5 \text{ gauss}\ ,$$

ed i coefficienti k_i e k_{cp} che ad essa corrispondono (v. fig. 5) sono praticamente eguali a quelli prescelti con $\mathcal{B} = 8$ gauss.

Il traferro che il nucleo deve avere è dato poi dal seguente calcolo:

$$\mathcal{R} = 4\,\pi\, N^2\, \sigma\, \frac{1}{L} \approx 12{,}56 \cdot 1{,}32 \cdot 10^6 \cdot 0{,}99 \cdot 10^{-8} \approx 0{,}166\ U_{CGS} =$$

$= \text{riluttanza totale};$

$$\mathcal{R}_{fe} = \frac{l}{\mu'\, S} = \frac{16}{180 \cdot 0{,}9 \cdot \overline{1{,}15}^2} = 0{,}075\ U_{CGS} = \text{riluttanza del ferro},$$

essendo: $\mu' \approx 180$ la permeabilità del materiale a 1000 hertz e per $\mathcal{B} \approx 8$ gauss;

$\mathcal{R}_a = \mathcal{R} - \mathcal{R}_{fe} = 0{,}091\ U_{CGS} =$ riluttanza del traferro;

$t = \mathcal{R}_a\, S_a \approx 0{,}091 \cdot 1{,}36 \approx 0{,}124$ cm $=$ spessore del traferro,

essendo: $S_a \approx 1{,}36$ cm$^2 \approx 1{,}03 \cdot a^2$ la sezione del circuito magnetico nell'aria. Il traferro resta dunque suddiviso in due parti di circa 0,6 mm di spessore (fig. 6); esso viene poi fissato più esattamente in sede di collaudo della bobina costruita.

2° Caso. — *Bobina per una data banda di frequenze.*

Sia da progettare una bobina a nucleo di ferro, avente un coefficiente di autoinduzione $L = 100$ mH $= 10^8\ U_{CGS}$, che debba servire per la banda di frequenze compresa fra $f_1 = 1000$ hertz ed $f_2 = 2000$ hertz. L'avvolgimento sia percorso da una corrente

$$I = 2 \text{ mA} = 2 \cdot 10^{-4}\ U_{CGS},$$

e per nessuna delle frequenze comprese nella suddetta banda il decremento debba superare il valore $\delta = 0{,}09$.

Prendendo $k_i = 3{,}55 \cdot 10^{-6}$, $k_{cp} = 1{,}35 \cdot 10^{-9}$, coefficienti che

corrispondono (fig. 5) all'induzione $\mathcal{B} = 6$ gauss, si ha $f_m = 2600$ hertz e quindi:

$$\tau_1 = \frac{f_1}{f_m} = \frac{1}{2,6} = 0,385 \quad , \quad \sqrt{\tau_1} = \sqrt{f_1/f_m} = \frac{1}{1,612} = 0,62 \; ;$$

$$\tau_2 = \frac{f_2}{f_m} = \frac{1}{1,3} = 0,77 \quad , \quad \sqrt{\tau_2} = \sqrt{f_2/f_m} = \frac{1}{1,142} = 0,875 \; .$$

Affinchè i valori δ_1 e δ_2 del decremento in corrispondenza delle due frequenze estreme f_1 ed f_2 siano eguali, dev'essere:

$$\theta = \frac{f_m \sqrt{2}}{\sqrt{f_1 f_2}} \frac{\sqrt{f_2 - f_1}}{\sqrt{f_2 (\sqrt{f_2/f_m} + \sqrt{f_m/f_2}) - f_1 (\sqrt{f_1/f_m} + \sqrt{f_m/f_2})}} =$$

$$= \frac{2,6 \cdot 10^3 \cdot 1,415}{1,415 \cdot 10^3} \frac{\sqrt{2 - 1}}{\sqrt{2\,(0,875 + 1,142) - 1\,(0,62 + 1,612)}} =$$

$$\approx 2,6 \frac{1}{1,343} = 1,935.$$

I due parametri caratteristici della bobina sono allora:

$$R_r = \delta\, L \frac{f_m}{\theta} \frac{2}{\dfrac{1}{\theta \tau_1} + \dfrac{1}{2} \theta \tau_1 \left(\sqrt{\tau_1} + \dfrac{1}{\sqrt{\tau_1}} \right)} =$$

$$\approx 0,09 \cdot 10^8 \cdot 1,343 \cdot 10^3 \frac{2}{2,172} \approx \underline{\underline{11,2 \cdot 10^9\, U_{CGS}}} = 11,2\, \Omega \; ;$$

$$Q = \frac{\delta}{L} \frac{\theta}{f_m} \frac{1}{\sqrt{k_i k_{cp}}} \frac{1}{\dfrac{1}{\theta \tau_1} + \dfrac{1}{2} \theta \tau_1 \left(\sqrt{\tau_1} + \dfrac{1}{\sqrt{\tau_1}} \right)} =$$

$$\approx \frac{0,09}{10^8} \frac{10^{-3}}{1,342} \frac{10^8}{\sqrt{48}} \frac{1}{2,172} \approx \underline{\underline{4,5 \cdot 10^{-6}\, \mathrm{cm}^{-1}}} \, .$$

Si tratta dunque di risolvere il sistema:

$$\begin{cases} r' l_r N = R_r = 11,2 \cdot 10^9 \, , \\ \dfrac{1}{s \sigma^2} \dfrac{l}{a^2 N^2} = Q = 4,5 \cdot 10^{-6} \, . \end{cases}$$

Procedendo come nel caso 1° si ottiene:

$a \approx 1,60$ cm = lato della sezione quadrata del nucleo laminato,
$N \approx 1500$ spire = numero totale delle spire su due rocchetti,
$d_r' \approx 0,1$ cm = diametro del filo rivestito ed avvolto.

Quindi:

$$l_r = 12{,}8 \text{ cm} \quad , \quad l_r N \approx 192 \text{ m} \quad , \quad l = 1{,}75\, l_r \approx 22{,}5 \text{ cm} \; .$$

La resistenza unitaria a corrente alternata dev'essere $r' \approx 0{,}058\ \Omega/\text{m}$, si può quindi usare filo di rame da 0,65 mm di diametro.

L'induzione nel ferro risulta $\mathcal{B} \approx 5{,}9$ gauss (quasi eguale a quella prescelta); perciò il traferro totale dev'essere $t \approx 6$ mm.

Il decremento di questa bobina ha il suo minimo alla frequenza $f_m' \approx 1300$ hertz; infatti per tale frequenza si ha: $\tau = f_m'/f_m = 0{,}5$, valore che soddisfa alla (22):

$$\frac{1}{\tau} \frac{\sqrt{2}}{\left(\sqrt{\tau} + \frac{1}{\sqrt{\tau}}\right)^{0{,}5}} = \theta = 1{,}935 \; .$$

Tale minimo è, secondo la (23):

$$\delta'_m = \delta_m \sqrt{\frac{1}{2}\left(\sqrt{\tau} + \frac{1}{\sqrt{\tau}}\right)} \approx 0{,}0822 \sqrt{1{,}06} \approx 0{,}0845 \; ,$$

essendo $\delta_m \approx 0{,}0822$ il decremento minimo assoluto corrispondente alla frequenza $f_m = 2600$ hertz. Come si vede, il minimo δ_m' cade su una frequenza $f_m' \approx 1300$ hertz un po' minore della media geometrica $\sqrt{f_1 f_2} = 1415$ hertz delle due frequenze estreme, in corrispondenza delle quali il decremento assume lo stesso valore $\delta_1 = \delta_2 = 0{,}09$.

9. - Conclusioni.

Una formula semplice per la valutazione delle perdite nei lamierini e nei fili di ferro alle frequenze telefoniche è la seguente, la quale tiene conto della disuniforme distribuzione del flusso magnetico e delle correnti parassite e presuppone valori di $\mathcal{B}$ molto limitati:

$$P_{fe} = k_i\, \mathcal{B}^2 f^{1{,}5} + k_{cp}\, \mathcal{B}^2 f^{2{,}5} \; .$$

I coefficienti k_i e k_{cp}, che caratterizzano le perdite per isteresi e per correnti parassite, si possono ricavare facilmente eseguendo alcune misure di induttanza e di resistenza su un campione del materiale, e sono relativamente costanti entro campi di variazione abbastanza estesi della $\mathcal{B}$ e della f.

Tenendo conto dell'espressione precedente e di alcune considerazioni geometriche, le proprietà di ogni bobina di autoinduzione a nucleo di ferro possono riassumersi per mezzo di due parametri caratteristici R_r e Q, in funzione di una dimensione del nucleo, del numero delle spire e del diametro del filo d'avvolgimento. Si può così dimostrare, che il decremento logaritmico

$$\delta = \frac{R}{2 f L}$$

della bobina ha un minimo, tanto al variare della frequenza f quanto al variare del coefficiente di autoinduzione L (quando questo sia fatto variare modificando lo spessore di un traferro).

La considerazione del modo di variare del decremento al variare della frequenza e del coefficiente di autoinduzione, fornisce i mezzi per progettare abbastanza agevolmente le bobine a nucleo di ferro con traferro, quando ne sia prefissato il decremento. Tanto se le bobine sono destinate a funzionare ad una data frequenza, quanto se sono destinate a funzionare ad una data banda di frequenze, si possono infatti immediatamente calcolare con i dati del problema i due parametri caratteristici R_r e Q, e da questi dedurre le dimensioni del nucleo magnetico, il numero delle spire e il diametro del filo, tenendo conto della condizione che la bobina in progetto abbia un decremento minimo coincidente col decremento dato. Si riesce in tal modo a progettare la bobina ottima fra tutte le possibili bobine di dato decremento; e ciò non solo dal punto di vista delle proprietà elettriche che dipendono dal decremento, ma anche dal punto di vista dell'ingombro e del costo.

Le verifiche sperimentali eseguite confermano qualitativamente e quantitativamente le previsioni teoriche ed alcuni esempi numerici illustrano la comodità del metodo di calcolo proposto.

Porgo ringraziamenti al prof. Vallauri per il largo aiuto concessomi.

Torino - Scuola Elettrotecnica « G. Ferraris »
della R. Scuola d'Ingegneria.

AMPLIFICATORE MICROFONICO CON REGOLAZIONE AUTOMATICA DI VOLUME

SERGIO BERTOLOTTI

Premesse alcune considerazioni sulla necessità di ridurre gli scarti di potenza sonora forniti da un microfono, nella registrazione e riproduzione dei suoni, si presenta lo schema di un amplificatore autoregolatore con amplificazione variabile in dipendenza della potenza entrante. Si riportano quindi le caratteristiche tensione entrante -tensione uscente dell'amplificatore in questione, rilevate a varie frequenze.

1. - Generalità.

Nella tecnica della registrazione e della riproduzione dei suoni si incontra di solito una non lieve difficoltà per conservare, nella musica riprodotta, un congruo rapporto fra l'intensità dei « pianissimi » e quella dei « fortissimi »; rapporto che, da una parte, per esigenze artistiche, dovrebbe essere elevato quanto più è possibile, mentre dall'altra è limitato dalle imperfezioni dei mezzi di riproduzione. Nella incisione dei dischi o nella ripresa sonora delle pellicole cinematografiche, ad esempio, il livello del suono deve essere mantenuto entro limiti ben definiti, corrispondenti a un'intensità minima sufficiente a coprire il rumore di fondo e ad una massima tale da non produrre fenomeni di distorsione dovuti a saturazione del mezzo riproducente.

Nei dischi l'ampiezza dell'impressione non potrà in alcun caso superare la metà della distanza di due solchi successivi; così pure, nella registrazione ottica delle pellicole ad intensità variabile, l'ampiezza massima è limitata dal massimo contrasto di chiaro e scuro ottenibile secondo i vari sistemi. Si rende quindi necessario che l'amplificatore di registrazione possa fornire anche nei pianissimi una modulazione sufficiente a mascherare il fruscio, laddove, nei forti e fortissimi, l'amplificazione deve essere tale da contenere il livello uscente nei limiti più sopra accennati.

Accurate esperienze eseguite in America (1) hanno stabilito i valori della potenza acustica emessa da vari strumenti e complessi orchestrali. Cosicchè ad esempio la potenza media emessa da un violino solo, il quale eseguisca un « pianissimo », è stata misurata in 4 microwatt circa, mentre la potenza emessa da un'orchestra di 70 strumenti durante un fortissimo è stata misurata in 70 watt. Il rapporto fra queste due potenze pari a 17.000.000 rappresenta il massimo

(1) H. FLETCHER: Some Physical Characteristics of Speech and Music - Bell S. T. J., 1931, X, p. 349.

scarto di potenza sonora che un microfono è destinato a raccogliere ed un amplificatore a riprodurre. A questo rapporto corrisponderebbe un rapporto di tensioni applicate all'entrata dell'amplificatore uguale a circa 42.000. Ma a questi estremi non si arriva che in casi rarissimi.

Nella pratica, durante un concerto, ad es. di violino e piano, tale scarto di potenze può essere contenuto fra i detti 4 microwatt corrispondenti al pianissimo del violino solo e circa 0,6 watt corrispondenti a un fortissimo dei due strumenti riuniti (piano 0,4 watt massimi, violino 0,2 watt massimi) ciò che conduce a un rapporto di tensioni uguale a circa 400.

Nella tecnica acustica si ammette generalmente una scarto normale di 60 decibel e cioè un rapporto di tensioni uguale a 1000.

Tuttavia gli attuali mezzi sono assai lontani dal consentire una riproduzione o registrazione, aventi così grande ampiezza di variazioni. Riferendoci ad esperienze eseguite nella registrazione magnetica dei suoni sul nastro di acciaio, abbiamo riscontrato, che la minima tensione che può essere applicata all'avvolgimento registratore, tale cioè da consentire una riproduzione praticamente esente da rumore di fondo, si aggira su 0,10 volt, mentre la massima tensione applicabile senza distorsione (in questo caso dovuta alla saturazione magnetica dell'acciaio) è rappresentata da 1,5 volt circa. Il rapporto di tensioni consentito da questo mezzo di riproduzione è dunque soltanto di 15 volte in confronto al rapporto 1000 generalmente ammesso all'uscita del microfono. Abbiamo scelto l'esempio della registrazione magnetica appunto in considerazione del minimo valore assunto dal rapporto in questione. Con altri sistemi tale valore può ritenersi più o meno grande, ma sempre di gran lunga inferiore a quello che sarebbe teoricamente necessario. Ne consegue la necessità di una opportuna e delicata regolazione quasi sempre affidata, per ora, alla abilità di un tecnico, o meglio, al senso estetico di un musicista. Appare tuttavia ovvio, che una regolazione d'intensità fatta a mano non potrà mai condurre alla perfetta proporzionalità dei rapporti, che sarebbe necessaria per conservare quello che i musicisti chiamano il «colore» del brano musicale riprodotto. Ogni picco improvviso di modulazione non potrà essere riportato al giusto valore, se non dopo una certa frazione di tempo dipendente dall'equazione personale (2) dell'operatore, mentre, anche nel caso della modulazione effettuata da un provetto musicista che conosca a mente l'opera eseguita e quindi sappia prevedere i picchi prima che avvengano, tale regolazione può essere improntata a particolari vedute, proprie della persona che modula, più che degli esecutori. Nel caso poi di discorsi, cronache sportive e simili, la previsione dei picchi non essendo possibile, la modulazione avviene sempre con un certo ritardo. Queste osservazioni valgono tanto nel caso della registrazione quanto in quello della immediata riproduzione, che si verifica ad es. nelle ordinarie trasmissioni radiofoniche.

---

(2) L'« equazione personale » definisce il tempo, che intercorre fra l'applicazione di uno stimolo sensorio e la reazione corrispondente da parte dell'individuo.

2. - Amplificatore autoregolatore.

La regolazione automatica di volume implica necessariamente l'uso di un dispositivo ad amplificazione variabile (non lineare). La possibilità di realizzare un tale complesso è assai agevolata dalla comparsa sul mercato dei nuovi tubi schermati a pendenza variabile. Questi tubi, realizzati grazie ad una ingegnosa disposizione degli elettrodi di griglia di controllo e griglia schermo, sono stati costruiti e studiati principalmente per l'amplificazione a radio frequenza. Essi hanno infatti una resistenza interna che, pur essendo assai minore di quella

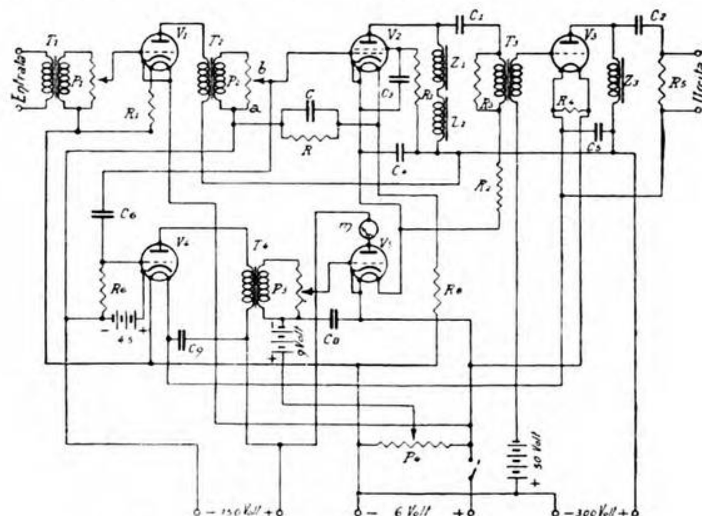


Fig. 1. — Schema dell'amplificatore con regolazione automatica di volume.

degli ordinari tetrodi a griglia schermo, si aggira tuttavia intorno ai 200.000 ohm. Per l'utilizzazione razionale di questi tubi come amplificatori di tensioni a frequenza acustica sarebbe necessario ricorrere ad accoppiamenti a resistenza-capacità, oppure a trasformatori intervalvolari di rapporto 1/1 con elevata impedenza caratteristica. Nell'amplificatore, di cui presentiamo lo schema in fig. 1, ci siamo serviti di un tubo di questo tipo, sacrificando una parte del coefficiente di amplificazione disponibile onde ottenere una buona riproduzione acustica anche usando un normale trasformatore intervalvolare di rapporto 1/3. L'amplificatore si compone di due parti essenziali: un complesso formato dai tubi V_1, V_2, V_3 costituisce l'amplificatore microfonico propriamente detto, nel quale V_2, del tipo a pendenza variabile, disimpegna la funzione di regolatore di volume. Tale regolazione è ottenuta variando il potenziale della griglia di controllo di V_2 in proporzione della tensione applicata all'ingresso. A questa variazione di potenziale provvede la seconda parte del complesso, formata dai tubi V_4 e V_5, che disimpegnano rispettivamente le funzioni di

amplificatore e di rivelatore per caratteristica di placca. Il potenziometro P_2 fornisce infatti la stessa tensione alternativa contemporaneamente alla griglia di V_2 e a quella di V_4. Tale tensione, amplificata attraverso V_4 e T_4, viene applicata attraverso al potenziometro P_3 alla griglia del rivelatore V_5. Il circuito anodico di V_5 è dunque percorso da una corrente I di senso costante e di intensità variabile a seconda della tensione applicata all'ingresso. Tale corrente, fornita da una batteria ausiliaria da 150 volt, prima di raggiungere il

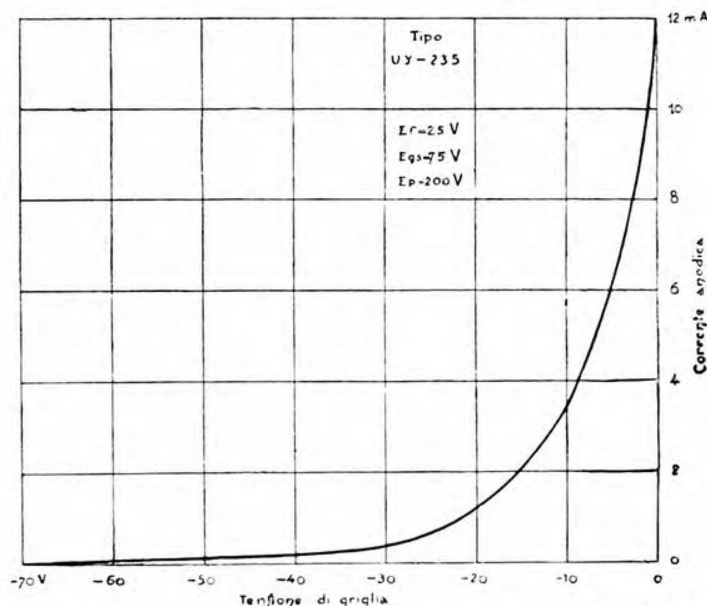


Fig. 2. — Curva caratteristica di tetrodo a pendenza variabile tipo UY-235.

catodo di V_5 è costretta ad attraversare la resistenza R nel circuito di griglia di V_2 producendo in tal modo una caduta di tensione $U = R\,I$ proporzionale in ogni istante alla tensione E applicata all'ingresso. Ne consegue che mentre in assenza di modulazione la tensione base della griglia di V_2 è di — 2,5 volt, pari alla caduta di tensione che è disponibile fra l'estremo del filamento, cui è connessa la R, e quello cui è connesso il catodo di V_2, tale tensione base viene ad assumere valori negativi tanto maggiori, quanto più grande è la tensione E applicata all'ingresso. Il punto di lavoro del tubo V_2 nella sua curva caratteristica (fig. 2) viene quindi a spostarsi nel tempo fra un minimo di — 2,5 volt e un massimo (in valore assoluto) che può raggiungere — 75 volt ed anche più. Tale spostamento del punto di funzionamento avviene quindi, non solo in modo da diminuire il coefficiente di amplificazione di V_2 in relazione alla decrescente pendenza, ma altresì in modo da assicurare una perfetta riproduzione esente

da distorsioni dovute a curvatura della caratteristica, poichè a punti di minore pendenza corrispondono infatti le maggiori tensioni alternative impresse e un raggio di curvatura sempre crescente dato l'andamento asintotico della curva stessa. La resistenza regolatrice R deve però essere in parallelo a un condensatore di capacità opportuna. Tale necessità appare evidente considerando, che ad un repentino aumento della tensione alternativa entrante corrisponde un rapido impulso di corrente I nella resistenza R e la conseguente istantanea variazione di tensione U ai suoi estremi. Questa variazione di tensione avvenendo in un tempo assai breve (paragonabile a un semiperiodo della tensione alternativa impressa) verrebbe da V_2 amplificata e, attraverso C, darebbe luogo nel secondario di T_3 alla formazione di una rilevante f.e.m. negativa istantanea, capace di portare completamente fuori caratteristica il triodo finale V_3. La funzione del condensatore C è quindi quella di ritardare la creazione della tensione U ai capi di R in misura tale da renderne la variazione sufficientemente lenta perchè non possa essere, attraverso a V_2 e T_3, trasmessa al tubo seguente. Qualora poi V_3 fosse collegato a V_2 attraverso a un accoppiamento a resistenza e capacità (come sarebbe teoricamente desiderabile per ottenere da V_2 un buon rendimento e la massima fedeltà di riproduzione), occorrerebbe rendere la costante di tempo del circuito $R\ C$ (fig. 1) assai maggiore, data la inevitabile formazione di una carica sulle armature di C_1, che non potrebbe essere rapidamente annullata, se non riducendo la resistenza di griglia di V_3 a valori non conciliabili con una sufficiente amplificazione. Coll'accoppiamento a impedenza-trasformatore, quale è stato realizzato nello schema, basterà che la costante di tempo sia tale, che la durata dell'impulso di corrente sia assimilabile a un semiperiodo di una frequenza praticamente non trasmessa da T_3, frequenza che possiamo supporre vicina ai 20 hertz. Praticamente un valore di $C = 8\ \mu$F è già sufficiente perchè un impulso di corrente attraverso a R non sia più trasmesso, in modo apprezzabile, da T_3 alla griglia di V_3. Nelle esperienze eseguite con $R = 100.000$ ohm e $C = 8\ \mu$F, si è constatato, che gl'impulsi di corrente attraverso al milliamperometro m sono perfettamente simultanei alle deviazioni dello strumento inserito sull'uscita dell'amplificatore, mentre un milliamperometro inserito nel circuito anodico di V_3 dà una lettura perfettamente costante per quanto rapidi siano gli sbalzi della tensione applicata all'ingresso.

Nello schema dell'amplificatore abbiamo adottati alcuni accorgimenti allo scopo d'utilizzare un'unica batteria d'accensione senza assorbire rilevante intensità di corrente. Così V_2 ha l'accensione in serie con V_5, mentre V_3 l'ha in serie con V_4, il cui catodo è mantenuto a un potenziale di 4,5 volt positivi rispetto alla griglia mediante una pila, mentre il suo potenziale rispetto al filamento varia continuamente secondo la corrente che circola in R. Il milliamperometro m, oltre a consentire una regolazione della corrente I in assenza di modulazione per mezzo di P_4, dà una indicazione assai utile per valutare l'effetto di autoregolazione del complesso, poichè il suo indice, spostandosi, permette di valutare in ogni istante la tensione negativa $U = R\ I$ applicata alla griglia di V_2. Le due induttanze Z_1 e Z_2, di cui una del valore di 100 henry e l'altra di 20 henry, servono ad assicurare, per una ampia gamma di frequenze, una reattanza assai elevata sull'anodo di

V_2, provvedendo la prima, con la forte induttanza, ad accrescere la reattanza per le note basse (essendo per queste trascurabile la sua capacità distribuita), mentre la seconda, con un avvolgimento accuratamente anticapacitivo, assicura una reattanza elevata anche per le frequenze più alte.

3. - Caratteristiche di regolazione.

Riportiamo in fig. 3 le curve della tensione all'uscita in funzione di quella all'entrata del complesso, ricavate alla frequenza base di 1000 hertz. Notiamo che la tensione E all'ingresso si intende misurata su una

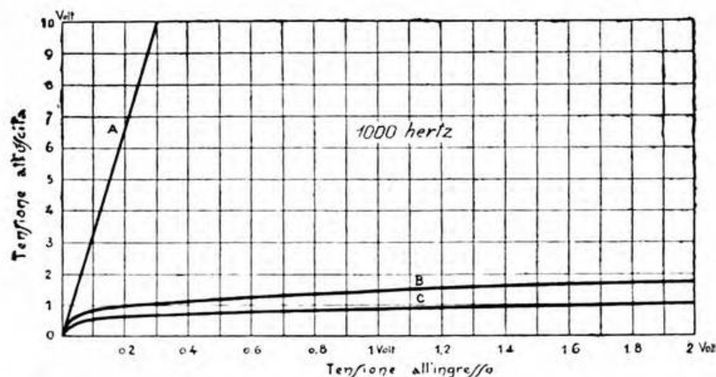


Fig. 3. — Tensioni all'uscita dell'amplificatore in funzione delle tensioni di entrata (f = 1000 hertz).

parte del potenziometro P_2 e ciò per ovvie ragioni inerenti alla difficoltà di misurare direttamente le tensioni all'uscita del microfono. Nelle curve riportate la tensione fornita dall'oscillatore veniva applicata agli estremi di P_2 e la lettura di E veniva effettuata con adatto voltmetro rettificatore, fra i punti a e b del potenziometro P_2.

La retta contrassegnata con la lettera A rappresenta la caratteristica di amplificazione teorica dell'amplificatore funzionante senza il dispositivo autoregolatore. Naturalmente la linea tracciata rappresenta una retta teorica, ottenuta prolungando il primo tratto della caratteristica (avente una pendenza data dal coefficiente di amplificazione del complesso) senza tener conto degli inevitabili fenomeni di saturazione e distorsione, che sopravvengono quando la tensione all'uscita supera un certo valore determinato dalla massima potenza indistorta erogabile dal triodo finale.

Le curve B e C rappresentano invece la effettiva caratteristica di amplificazione ottenuta per due diverse posizioni del potenziometro P_3, che regola la corrente raddrizzata fornita da V_5.

Esaminando l'andamento della caratteristica C, notiamo che, per una tensione impressa di 2 volt all'ingresso dell'amplificatore, la tensione uscente è ridotta a 1 volt con un guadagno corrispondente quindi a circa —6 decibel. Per tensioni all'ingresso minori di 0,005 V

(fig. 5) la curva C ha per tangente la teorica retta A corrispondente a un guadagno di circa + 30 decibel. La variazione assoluta di guadagno del dispositivo risulta pertanto di 36 decibel in corrispondenza di

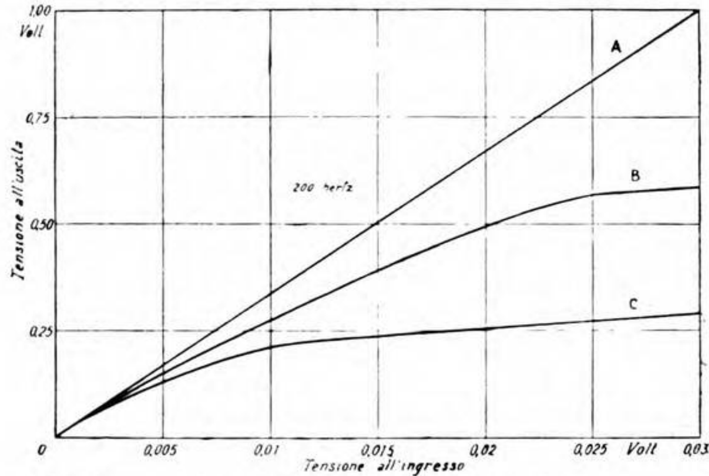


Fig. 4. — Tensioni all'uscita dell'amplificatore in funzione delle tensioni di entrata (f = 200 hertz).

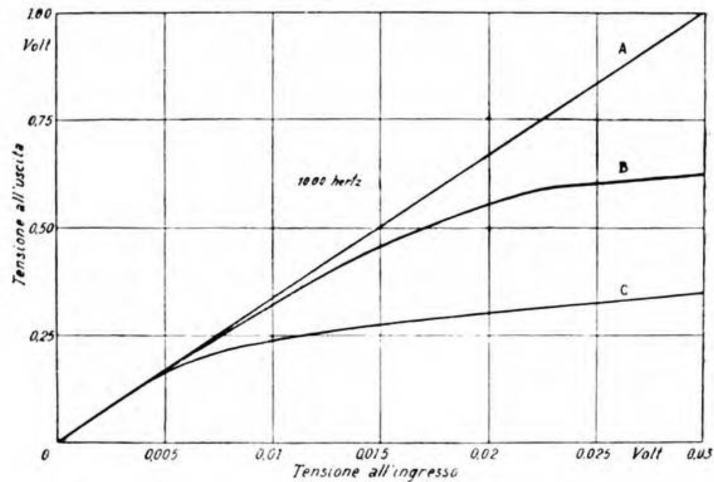


Fig. 5. — Tensioni all'uscita dell'amplificatore in funzione delle tensioni di entrata (f = 1000 hertz).

una variazione della tensione E compresa fra 0,005 e 2 volt. Si constata quindi, per riportarci al caso di una registrazione magnetica su acciaio, per la quale le tensioni di uscita devono essere comprese fra 0,1 e 1,5 volt, la possibilità di rimanere entro detti limiti, anche

se E varia da 0,0025 (fig. 5) a circa 3 V (fig. 3 extrapolata). In altri termini una variazione di tensione entrante equivalente al rapporto 3/0,0025 = 1200 pari a 61,6 decibei viene ridotta al voluto rapporto di 1,5/0,1 = 15 pari a 23,5 decibel.

Oltre alle due curve B e C riportate, se ne possono ovviamente ottenere infinite altre ad esse superiori o inferiori a seconda della posizione dei potenziometri P_3 e P_4. Il primo ha precipuamente l'effetto di variare l'intensità di regolazione, mentre il secondo, polarizzando più o meno negativamente la griglia del tubo rivelatore, permette di limitare l'effetto regolatore a partire da un certo punto in poi. Nelle figure 4, 5 e 6 sono rispettivamente riportate le curve ottenute nelle identiche condizioni di regolazione per le frequenze di 200, 1000 e 3000 **hertz.**

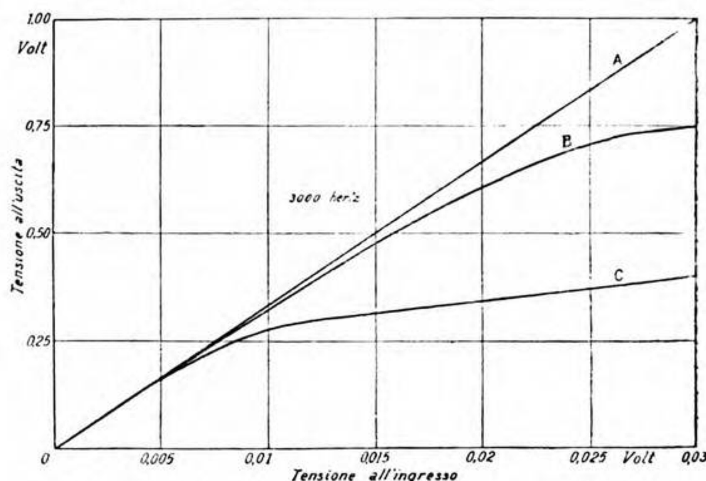


Fig. 6. — Tensioni all'uscita dell'amplificatore in funzione delle tensioni di entrata (f = 3000 hertz).

Notiamo, come le differenze fra le diverse B e C siano in realtà assai limitate e perfettamente compatibili con le esigenze di una ottima riproduzione, mentre d'altronde le differenze stesse, essendo limitate alle B e alle C, possono essere attenuate, oppure accentuate nel senso voluto, con una opportuna regolazione dei circuiti di V_4 e V_5. Notiamo infine, in ciascuna delle fig. 4, 5, 6, come effettivamente le tre curve divergano soltanto a partire da un certo punto, che è quello corrispondente all'entrata in funzione di V_5 e può quindi essere variato mediante la manovra di P_4. Nei diagrammi riportati la differenziazione si inizia appunto in corrispondenza del minimo valore, che si è attribuito alla tensione da amplificare.

Ringrazio vivamente S. E. il prof. Vallauri per il consiglio e l'aiuto concessomi.

Torino - Laboratorio Sperimentale dell'E. I. A. R.

COSTRUZIONE E PROVE DI GENERATORI A FREQUENZA ACUSTICA

SERGIO ROSANI

Si descrive, fornendone i dati di costruzione, un complesso generatore a frequenza acustica, atto a produrre una tensione costante, di forma quasi perfettamente sinoidale, la cui frequenza è variabile con continuità, entro la gamma udibile fra le frequenze di 16 e 5000 hertz.

Si analizzano inoltre le prove necessarie per verificare le caratteristiche di un tale generatore.

1. — E' nota l'importanza assunta, nella pratica delle misure radioelettriche ed elettroacustiche, dai generatori di oscillazioni a frequenza udibile.

Gli apparecchi, che la tecnica attualmente produce, si dimostrano generalmente ottimi per le comuni prove a carattere commerciale, ma non sempre riuniscono tutte quelle qualità, che si richiedono per le più precise prove di laboratorio.

A tale scopo, presso il R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina, sono stati recentemente studiati e costruiti due generatori, destinati a fornire una tensione costante, di forma quasi perfettamente sinoidale, a frequenza molto stabile e regolabile con continuità entro la gamma udibile compresa fra le frequenze di 16 e 5000 hertz.

Si ritiene non inutile dar in questa nota la descrizione degli apparecchi, insieme con i dati precisi di costruzione, allo scopo di rendere facile a chi lo desideri, di riprodurli praticamente, risparmiandosi le laboriose prove preliminari.

2. — Il sistema generalmente usato per la produzione di oscillazioni a frequenza musicale consiste nell'impiego di due oscillatori a più alta frequenza, i cui battimenti vengono rettificati, filtrati e successivamente amplificati attraverso più stadi, sino ad ottenere la potenza richiesta.

In linea di massima lo schema di un tale apparecchio è quindi facilmente definibile, le difficoltà sorgono nell'attuazione pratica, quando si voglia soddisfare nel miglior modo ai più importanti requisiti di un buon oscillatore.

Tali requisiti sono:

a) *Onda di tensione all'uscita di forma sinoidale.* — La curva inviluppo della somma di due sinusoidi a periodo poco diverso, è definita dalla relazione:

$$a = \left[A^2_1 + A^2_2 + 2 \, A_1 \, A_2 \cos 2 \pi \, (f_1 - f_2) \, t \right]^{1/2}$$

dove A_1 ed A_2 sono le ampiezze delle singole componenti. Tale curva si identifica con una sinusoide, solo nel caso in cui i valori di A_1 ed A_2 siano molto diversi fra loro, condizione che è realizzata in pratica, quando i due generatori ad alta frequenza inducono nel circuito di griglia della valvoia raddrizzatrice due tensioni di valore molto diverso. In tal caso, se la forma rigorosamente sinoidale non è indispensabile per l'oscillazione avente maggiore ampiezza, essa deve per contro esser verificata dall'altra, per la quale si rende quindi opportuna l'inserzione di un circuito intermedio accordato, che ne purifichi la forma d'onda.

Bisogna inoltre tener presente, che sulla sinoidalità della tensione in uscita hanno ancora influenza numerosi altri fattori, che devono essere accuratamente studiati nell'impostazione del progetto.

Fra questi il più importante è certamente quello che dipende dalle caratteristiche dei triodi impiegati, specie per quanto riguarda gli stadi di amplificazione a frequenza acustica. Ricorrendo all'uso di normali tubi, alimentati a 120 volt, è possibile soltanto un unico stadio di amplificazione; l'aggiunta di un secondo stadio porta già a distorsioni abbastanza notevoli. Praticamente, limitandosi all'uso di due tubi amplificatori, si può correggere la distorsione, provocando deformazioni opportune nella forma d'onda dei battimenti, in modo tale da compensare la distorsione degli amplificatori. Se taie deformazione non è forte, non si hanno variazioni sensibili con la permutazione delle valvole.

Gli altri elementi che ancora influiscono sulla forma d'onda sono: le costanti di tempo dei circuiti (il prodotto $C R$ deve essere grande rispetto al periodo); il rapporto f/F tra la più alta frequenza acustica generata e quella dell'oscillatore a frequenza fissa (rapporto che non deve superare un certo valore); le azioni sincronizzanti, che si generano nei circuiti (per cui si rendono utili la schermatura degli oscillatori ed il disaccoppiamento delle alimentazioni dei singoli stadi).

b) *Frequenza stabile e ben individuata sulla graduazione dell'apparecchio.* — La stabilità di frequenza dipende dalle variazioni relative, che si verificano nella frequenza delle due oscillazioni prodotte dai generatori ad alta frequenza, variazioni che possono essere dovute a mutamenti nelie caratteristiche dei tubi (specie nel primo periodo di accensione), a salti di temperatura, a variazioni delle tensioni di alimentazione. Di regola queste variazioni sono prevalentemente nello stesso senso, ed all'incirca della stessa entità, per i due oscillatori, così che si eliminano in buona parte nel circuito rettificatore; ciò non toglie tuttavia, che, per assicurare maggiormente la stabilità di frequenza, convenga attenersi ad un rapporto f/F non eccessivamente piccolo.

Per quanto riguarda la scala dell'apparecchio e la relativa curva di taratura, è preferibile quella lineare alla logaritmica. In questo caso è facile vedere come le deviazioni dalla linearità, che praticamente si ottengono, siano tanto minori, quanto più basso è il rapporto f/F. Con l'impiego di normali condensatori a variazione li-

neare di capacità si possono correggere le eventuali deviazioni ritoccando il profilo delle lamine.

c) *Ampiezza di tensione costante per tutta la gamma di frequenza.* — Sul valore della tensione di uscita hanno grande influenza le costanti del circuito filtro, posto prima degli stadi amplificatori, allo scopo di eliminare la radio frequenza. I dati caratteristici delle cellule devono essere adeguatamente scelti, in modo tale che insieme con una energica attenuazione della frequenza elevata e delle varie armoniche, non si abbia assorbimento apprezzabile nel campo delle basse frequenze della gamma utile, perchè ciò produrrebbe una variazione nell'ampiezza della tensione d'uscita al variare della frequenza in codesta gamma.

Da quanto è stato esposto, risulta come le tre condizioni fissate non siano indipendenti fra loro, ma impongano la necessità di trovare caso per caso, ed in relazione alle esigenze, una buona soluzione di compromesso.

Seguendo tali concetti è stato realizzato il complesso oscillatore qui appresso descritto. Per poter ottenere la massima costanza di tensione lungo tutta la gamma acustica, il complesso è stato suddiviso in due apparecchi distinti atti a generare rispettivamente le basse e le alte frequenze.

3. — *Oscillatore per la gamma* 16 ÷ 500 *hertz.* — Lo schema ed i dati del circuito sono indicati in fig. 1. I due oscillatori sono a presa centrale e generano una frequenza di 10 kilohertz. Il rapporto fra f ed F resta così fissato ad 1/20; ed è quello che l'esperienza rivela come valore ottimo per mettere d'accordo le varie esigenze.

Le bobine dei circuiti oscillanti e delle cellule del filtro sono avvolte su tubo di ebanite foggiato a gole (fig. 2); i secondari, pure su tubo di ebanite, sono posti internamente ai primari. Tutte le bobine sono chiuse entro tubi protettori in alluminio del diametro di 90 mm.

In parallelo sul circuito oscillatorio del generatore (2) sono connessi tre condensatori variabili, di cui due manovrabili con una unica manopola. Il primo (fig. 1, n. 30) serve a variare la frequenza in modo tale, che con una escursione di manopola limitata a circa 80° si viene a coprire l'intera gamma da 0 a 500 hertz; con tale precauzione vengono escluse dall'impiego le parti estreme delle lamine del condensatore, che sono causa di forti deviazioni dalla linearità nella curva di taratura. Il secondo condensatore (29), di capacità inferiore al primo, può essere sostituito a questo, a mezzo di un commutatore, per ampliare la scala delle bassissime frequenze. Un terzo condensatore, sempre inserito in circuito, viene usato come verniero per determinare la condizione di sincronismo dei generatori (annullarsi dei battimenti), che viene rilevata a mezzo di un milliamperometro.

L'accoppiamento degli oscillatori al circuito raddrizzatore è stato regolato in modo da ottenere la sinoidalità dell'onda in uscita lungo

tutta la gamma di frequenza. In tali condizioni le tensioni (valore efficace) ai capi delle varie bobine sono le seguenti :

Bobina	n.	6	120	volt
»	»	7	3	»
»	»	8	120	»
»	»	9	10	»
»	»	10	110	»
»	»	11	0,4	» .

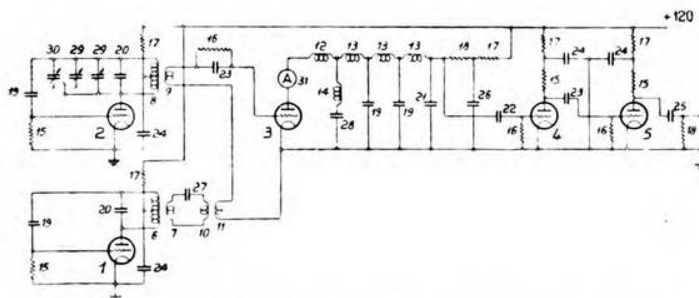


Fig. 1. — Schema di oscillatore a battimenti per frequenze da 16 a 500 hertz.

1-2-3-4 – Triodo Philips B 409 (ρ = 4500, μ = 9).
5 – Triodo Philips B 405 (ρ = 2500, μ = 5).
6 – Bobina di 1145 spire con filo da 0,4 mm, L = 27000 μH.
7 – Bobina di 60 spire con filo da 0,3 mm.
8 – Bobina di 1136 spire con filo da 0,4 mm, L = 23000 μH.
9 – Bobina di 180 spire con filo in manganina da 0,14 mm.
10 – Bobina di 2316 spire con filo da 0,4 mm, L = 66000 μH.
11 – Bobina di 6 spire con filo in manganina da 0,14 mm.
12 – Bobina di 2980 spire con filo da 0,3 mm, L = 201000 μH.
13 – Bobina di 4600 spire con filo da 0.2 mm, L = 0,4 H.
14 – Bobina di 2360 spire con filo da 0,4 mm, L = 70000 μH.
15 – Resistenza da 20000 Ω.
16 – Resistenza da 10 $M\Omega$.
17 – Resistenza da 1000 Ω.
18 – Resistenza da 10000 Ω.
19 – Condensatore fisso da 5 $m\mu F$.
20 – Condensatore fisso da 10 $m\mu F$.
21 – Condensatore fisso da 20 $m\mu F$.
22 – Condensatore fisso da 0,5 μF.
23 – Condensatore fisso da 1 μF.
24 – Condensatore fisso da 2 μF.
25 – Condensatore fisso da 4 μF.
26 – Condensatore fisso da 10 μF.
27 – Condensatore fisso da 2 $m\mu F$.
28 – Condensatore fisso da 2,5 $m\mu F$.
29 – Condensatore variabile da 250 $\mu\mu F$.
30 – Condensatore variabile da 1300 $\mu\mu F$.
31 – Milliamperometro da 5 mA.

N.B. – I valori delle induttanze sono quelli effettivi con le bobine poste entro lo schermo.

Le cellule del filtro sono state studiate per ottenere un tipo passa basso con attenuazione massima per la frequenza di 10 kilohertz e frequenza di frontiera quanto più bassa possibile, compatibilmente con una regolare costanza dell'ampiezza della tensione di uscita. Con i dati indicati nello schema, si ottiene un passaggio della radiofrequenza in ragione dell'1,5 % della tensione totale.

Si sono impiegati due stadi amplificatori per poter ottenere dall'apparecchio una tensione, che ne permetta in molti casi l'impiego senza l'aggiunta di amplificatori di potenza. Tale tensione ha il valore efficace di 6 volt. I circuiti dei due oscillatori sono stati accura-

tamente schermati in modo tale da escludere qualsiasi accoppiamento mutuo; l'alimentazione è fatta con due tensioni continue, l'una di 120 volt per l'anodica, l'altra di 4 volt per le accensioni.

4. — *Oscillatore per la gamma* 500 ÷ 5000 *hertz.* — Questo secondo apparecchio è stato costruito seguendo gli stessi criteri già esposti nella realizzazione dell'oscillatore a bassa frequenza. Lo schema ed i dati dei circuiti sono indicati in fig. 3.

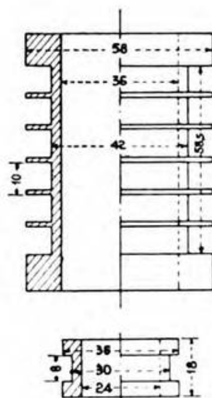


Fig. 2.
Supporti in ebanite per le induttanze primarie e secondarie.

Per mantenere allo stesso valore il rapporto f/F si è aumentata la frequenza di oscillazione dei due generatori, portandola a 100 kilohertz. Conseguentemente è stato necessario curare maggiormente la schermatura degli oscillatori e delle singole parti dell'apparecchio, per evitare i dannosi effetti degli accoppiamenti parassiti. Per portare il sistema alle condizioni di attenuazione, già esposte nel precedente paragrafo, è stato sufficiente formare il circuito filtro con una cellula sintonizzata seguita da un'unica cella passa basso.

I dati riguardanti la costruzione dei supporti delle bobine, i valori delle tensioni che si ottengono nei vari circuiti e quelli della potenza e della tensione di uscita, sono all'incirca eguali a quelli indicati per l'oscillatore a bassa frequenza.

5. — Per rilevare le effettive caratteristiche dei due complessi, si sono eseguite, a costruzione ultimata, alcune serie di prove, intese a stabilire la costanza della tensione, la percentuale di armoniche, la stabilità di frequenza, e l'influenza di eventuali variazioni nelle tensioni di alimentazione.

Dati i piccoli valori della tensione e della potenza fornite dal generatore, non è possibile eseguire la determinazione del residuo con il noto metodo Belfils-Chiodi [1]. E' viceversa agevole eseguire l'analisi armonica col metodo del wattometro, ricorrendo ad un elet-

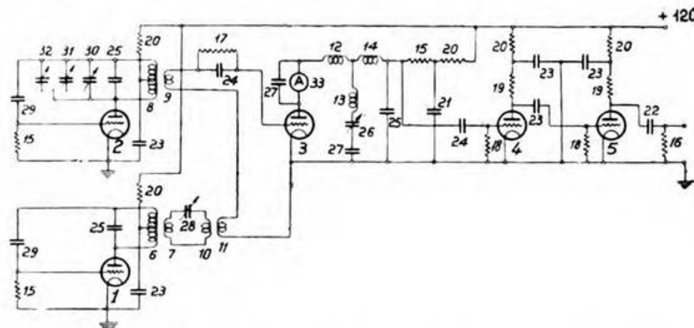


Fig. 3. — Schema di oscillatore a battimenti per frequenze da 500 a 5000 hertz.

1-2-3-4 – Triodo Philips B 409 ($\rho = 4500$, $\mu = 9$).
5 – Triodo Philips B 405 ($\rho = 2500$, $\mu = 5$).
6 – Bobina di 226 spire con filo da 0,4 mm. $L = 900\ \mu H$.
7 – Bobina di 8 spire con filo da 0,3 mm.
8 – Bobina di 227 spire con filo da 0,4 mm. $L = 900\ \mu H$.
9 – Bobina di 12 spire con filo in manganina da 0,14 mm.
10 – Bobina di 600 spire con filo da 0,4 mm. $L = 7000\ \mu H$.
11 – Bobina di 8 spire con filo in manganina da 0,14 mm.
12 – Bobina di 450 spire con filo da 0,5 mm. $L = 3800\ \mu H$.
13 – Bobina di 596 spire con filo da 0,5 mm. $L = 4800\ \mu H$.
14 – Bobina di 1700 spire con filo da 0,2 mm. $L = 29000\ \mu H$.
15 – Resistenza da 20000 Ω.
16 – Resistenza da 10000 Ω.
17 – Resistenza da 3 $M\Omega$.
18 – Resistenza da 1 $M\Omega$.
19 – Resistenza da 5000 Ω.
20 – Resistenza da 1000 Ω.
21 – Condensatore fisso da 4 μF.
22 – Condensatore fisso da 2 μF.
23 – Condensatore fisso da 1 μF.
24 – Condensatore fisso da 0,5 μF.
25 – Condensatore fisso da 2 $m\mu F$.
26 – Condensatore fisso da 0,6 $m\mu F$ (in parallelo con un microcondensatore da 50 $\mu\mu F$).
27 – Condensatore fisso da 10 $m\mu F$.
28 – Condensatore fisso da 0,3 $m\mu F$ (in parallelo con un microcondensatore da 50 $\mu\mu F$).
29 – Condensatore fisso da 1 $m\mu F$.
30 – Condensatore variabile da 25 $\mu\mu F$.
31 – Condensatore variabile da 100 $\mu\mu F$.
32 – Condensatore variabile da 400 $\mu\mu F$.
33 – Milliamperometro da 5 mA.

N.B. – I valori delle induttanze sono quelli effettivi con le bobine poste entro lo schermo.

trodinamometro e ad un oscillatore a triodi, montati secondo lo schema della fig. 4 [2].

La tensione da analizzare, opportunamente trasformata in una corrente di egual forma a mezzo di un triodo, viene applicata alla bobina amperometrica dell'elettrodinamometro. E' assolutamente necessario, che la valvola non sia causa di distorsioni, perciò la tensione di entrata deve essere opportunamente ridotta, ed in relazione ad essa si deve fissare la polarizzazione di griglia, in modo da far lavorare il

(1) C. Chiodi: L'Elettrot., 1928, XV, p. 166.

(2) M. G. Nicholson e W. M. Perkins: Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 734.

triodo nel tratto rettilineo delle caratteristiche ed a sinistra della linea $V_g = 0$. (Per la prova si è usata una valvola Zenith P 450, alimentata a 240 volt. La tensione di entrata è stata ridotta a 3 volt, fissando la polarizzazione a 4,5 volt). Alla bobina voltometrica dell'elettrodinamometro viene applicata la tensione fornita da un generatore separato, il quale produce una frequenza poco differente da quella della

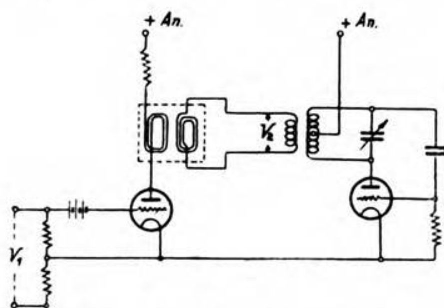


Fig. 4. — Schema del dispositivo per l'analisi armonica della tensione V_1.

armonica che si vuole analizzare. Le due frequenze interferiscono nell'elettrodinamometro producendo il movimento dell'equipaggio mobile con un periodo eguale a quello dei battimenti.

Regolando quest'ultimo, in modo che sia sufficientemente più grande del periodo proprio dello strumento, si può ricavare il valore dell'armonica cercata, dalla elongazione massima dell'equipaggio mobile.

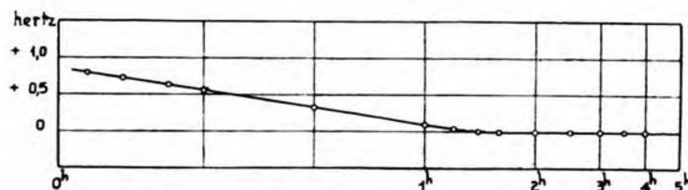


Fig. 5. — Variazioni della frequenza generata in funzione del tempo.

Durante la prova occorre conoscere con precisione la tensione V_2 fornita dal generatore ausiliario, ed inoltre il complesso deve essere precedentemente tarato. Ciò può essere fatto alla frequenza industriale, con l'ausilio di un trasformatore che fornisca, su due secondari separati, le tensioni V_1 e V_2.

E' necessario mantenere separati i due secondari, altrimenti la bobina voltometrica dell'elettrodinamometro si troverebbe al potenziale del filamento, ed essendo quella amperometrica connessa al positivo della batteria anodica, si avrebbero azioni elettrostatiche fra le due bobine e quindi deviazione dell'elettrodinamometro. Qualora

la separazione elettrica non sia sufficiente ad eliminare l'inconveniente, si può ricorrere ad una connessione equipotenziale fra le due bobine, realizzabile mediante una resistenza di alcune migliaia di ohm.

La prova è stata eseguita impiegando un elettrodinamometro tipo Barbagelata; i risultati ottenuti sono i seguenti:

1° Generatore

Frequenza dell'onda fondamentale	Rapporto fra la 2ª armonica e la fondamentale	Rapporto fra la 3ª armonica e la fondamentale
50 hertz	2 %	1,1 %
100 »	1,8 %	1 %
200 »	1,9 %	1,1 %
400 »	1,8 %	1,1 %

2° Generatore

Frequenza dell'onda fondamentale	Rapporto fra la 2ª armonica e la fondamentale	Rapporto fra la 3ª armonica e la fondamentale
200 hertz	1 %	0,4 %
500 »	0,9 %	0,4 %
1000 »	0,9 %	0,4 %
2000 »	0,6 %	0,3 %
5000 »	0,5 %	0,3 %

Nelle prove preliminari per l'accurata regolazione dell'oscillatore, è di grande utilità conoscere, almeno con una certa approssimazione, la forma d'onda della tensione in uscita. A questo scopo, può essere utile l'impiego di un voltmetro elettronico a valor massimo per misurare, con metodo studiato dal prof. Vecchiacchi, la differenza tra i massimi e quella tra le pendenze nei passaggi per lo zero (3).

Le verifiche della stabilità di frequenza e dell'influenza su di essa delle variazioni nelle tensioni di alimentazione, sono state fatte con l'ausilio di un frequenziometro a lettura diretta (4); i risultati ottenuti

(3) F. Vecchiacchi: Dati e Memorie sulle Radiocomunicazioni, 1932, p. 462.

(4) F. Guarnaschelli e F. Vecchiacchi: L'Elettrot., 1930, XVII, p. 224.

sono indicati nei grafici delle fig. 5 e 6. Per completare le caratteristiche si uniscono ancora le curve (fig. 7) indicanti la variazione della tensione in uscita al variare della frequenza.

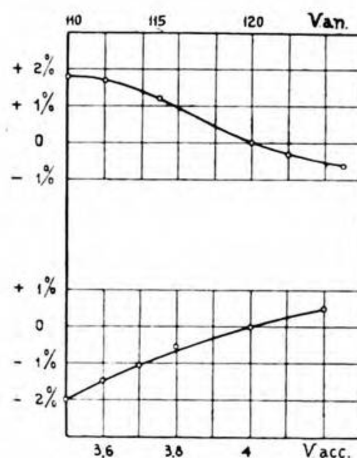


Fig. 6. — Variazioni relative della frequenza generata in funzione della tensione anodica e della tensione di accensione.

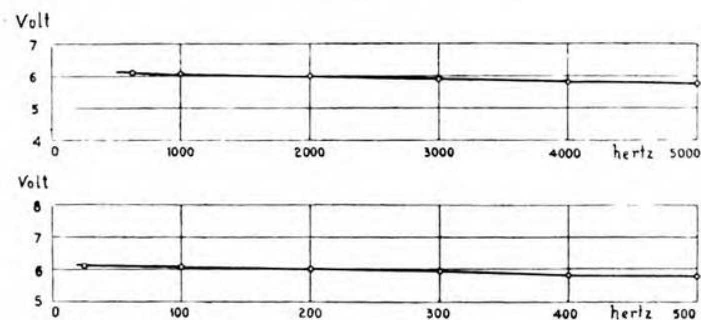


Fig. 7. — Variazioni della tensione di uscita a vuoto in funzione della frequenza.

L'A ringrazia il prof. Vecchiacchi e l'ing. Boella per il loro interessamento al lavoro e per i consigli ricevuti.

Livorno, 20 giugno 1932-X.

R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

-- LETTERE AL DIRETTORE --

Vibrazioni torsionali negli alberi e oscillazioni di risonanza nei filtri.

Egregio Sig. Direttore,

L'accurato studio del dott. G. Sacerdote sui « Metodi elettrici per la misura di pressioni e spostamenti », pubblicato nel n. 1 di « Alta Frequenza », espone due metodi, fondati su misure di variazione di capacità e di sfasamenti, applicabili all'indagine sperimentale delle vibrazioni torsionali degli alberi di macchine motrici.

Al riguardo non è forse inutile accennare alla possibilità di ricercare per via indiretta le velocità di risonanza torsionale degli alberi, sia ad asse rettilineo, sia a gomiti, in base allo studio sperimentale di un filtro passa-basso, di caratteristiche tali da poter essere ritenuto sotto certi riguardi come equivalente al sistema dinamico.

Per quest'ultimo le equazioni del moto possono notoriamente esprimersi nella forma :

$$\begin{cases} I_i \dfrac{d^2 \varphi_i}{d t^2} + \tau_i (\varphi_i - \varphi_{i+1}) = T \cos \omega t \quad , \quad (i = 1), \\ I_i \dfrac{d^2 \varphi_i}{d t^2} + \tau_{i-1} (\varphi_i - \varphi_{i-1}) + \tau_i (\varphi_i - \varphi_{i+1}) = 0 \quad , \quad (i = 2, 3, \dots, n), \end{cases}$$

dove I_i è il momento d'inerzia rispetto all'asse di rotazione della i^{ma} massa concentrata equivalente, τ_i è la rigidezza della sezione di albero — supposto uniforme e di massa trascurabile — compresa fra la i^{ma} e la $(i+1)^{ma}$ massa, cioè la coppia torcente necessaria per produrre in tale lunghezza una torsione di un radiante, φ_i è lo spostamento torsionale angolare della massa i^{ma} all'istante t, e $T \cos \omega t$ (o più in generale una funzione periodica, sviluppabile in serie di Fourier) è la coppia torcente applicata.

Un sistema di equazioni perfettamente analogo :

$$\begin{cases} L_i \dfrac{d^2 i_i}{d t^2} + \dfrac{1}{C_i} (i_i - i_{i+1}) = \omega E \cos \omega t \quad , \quad (i = 1), \\ L_i \dfrac{d^2 i_i}{d t^2} + \dfrac{1}{C_{i-1}} (i_i - i_{i-1}) + \dfrac{1}{C_i} (i_i - i_{i+1}) = 0 \quad , \quad (i=2, 3, \dots, n), \end{cases}$$

può venir stabilito per un ordinario filtro passa-basso a n cellule, costituito da induttanze L_i, disposte in serie e percorse all'istante t dalle correnti i_i, e da capacità C_i, disposte in derivazione; E sen ω t è la f. e. m. applicata all'origine. L'analogia analitica è quindi perfetta: con la introduzione nel filtro di convenienti resistenze ohmiche può anche considerarsi l'effetto di eventuali coppie di attrito, proporzionali alla velocità di rotazione.

Le frequenze di risonanza possono venir determinate analiticamente per il filtro elettrico, uguagliando a zero (nel caso di resistenza ohmica trascurabile) l'impedenza totale, espressa in funzione delle impedenze Z_i' e Z_i'' degli elementi in serie ed in derivazione delle diverse cellule; si ottiene allora, con l'applicazione del metodo simbolico, un'equazione algebrica di grado n in ω^2, le cui radici forniscono le n frequenze di risonanza del circuito, corrispondenti alle n velocità critiche del sistema dinamico.

Ma, ove si abbia la possibilità di realizzare praticamente il filtro equivalente, collegandolo ad una sorgente di f. e. m. alternata, della quale possa venir variata per una banda sufficientemente estesa la frequenza, le condizioni di risonanza possono venir dedotte dalle massime intensità di corrente, indicate da un amperometro inserito fra la sorgente di f. e. m. ed il filtro; le frequenze relative corrispondono infatti alle velocità critiche dell'albero o a loro sottomultipli.

Se poi vengono inseriti adatti misuratori di corrente in serie ad ogni condensatore (sui rami in derivazione), può venir ricavata la sollecitazione nelle diverse sezioni dell'albero; l'angolo di torsione per la i^{ma} sezione dell'albero è infatti equivalente alla corrente derivata attraverso la i^{ma} capacità. Analogamente la misura delle correnti circolanti attraverso le diverse induttanze L_i in serie consente di ottenere gli spostamenti torsionali angolari delle corrispondenti masse.

La eventuale presenza nel sistema dinamico di un'elica o di un riduttore o in genere di un volante non introduce complicazioni, poichè, come nel sistema vibrante considerato — ad un solo grado di libertà — le frequenze di risonanza non variano al variare del piano di applicazione della coppia motrice, così nel circuito elettrico equivalente le frequenze di risonanza sono indipendenti dalla posizione nello schema della sorgente di f. e. m.

Nella realizzazione pratica del filtro conviene utilizzare induttanze e capacità suscettibili di variazione entro un vasto campo di valori; è in tal modo possibile di applicare lo stesso filtro allo studio di parecchi tipi di albero, e di ricavare per un determinato sistema, che presenti una velocità critica in corrispondenza o in prossimità di una velocità di regime, le variazioni di massa o di rigidezza necessarie per allontanare — in base ad un prestabilito fattore di sicurezza — la velocità critica dal campo di funzionamento. L'esperienza potrà poi indicare, se sia eventualmente possibile riprodurre le variazioni periodiche del momento d'inerzia in funzione dell'angolo descritto dalla manovella motrice, che si verificano nei manovellismi dei motori alterni in relazione alla massa dello stantuffo e all'obliquità della biella — o quanto meno avvicinarsi alla legge desiderata — ricorrendo a induttanze, il cui valore sia, in relazione ad una opportuna scelta del circuito magnetico, una funzione conveniente della corrente.

La realizzazione pratica del filtro equivalente è facilitata dalla possibilità di scegliere nel modo più adatto le scale di riduzione fra le unità di misura rispettivamente adottate nel sistema dinamico e nel sistema elettrico. L'interesse, che può presentare tale realizzazione, appare evidente a chi abbia presente la rilevante importanza e le notevoli difficoltà di calcolo, che per il progettista di macchine motrici — e particolarmente per lo studioso di motori a combustione interna di elevata velocità angolare — presenta tuttora il problema delle velocità critiche torsionali.

Con ossequio. SCIPIONE TREVES.

La proposta del prof. Treves è basata sulle interessanti ed utili analogie, già segnalate da molti autori, fra sistemi meccanici e circuiti elettrici (si veda ad esempio: A. E. KENNELLY: Electric Vibration Instruments - Macmillan, New York, 1923, p. 206 e seg.; e più recentemente, riguardo ad un problema molto affine a quello qui ricordato: H. H. SKILLING: El. Eng., 1931, L, p. 862). Giova rilevare, che la proposta non è forse così semplicemente e facilmente attuabile nel campo sperimentale, come potrebbe sembrare a prima vista. Ciò è ben dimostrato dalla difficoltà e dalla delicatezza delle non molte ricerche, che sono state finora compiute e rese note a questo riguardo. Il che del resto non può che rendere più desiderabili nuovi contributi sperimentali sulla questione ricordata dal prof. Treves e sulle altre ad essa affini, a cui si può pensare tenendo presenti, nello studio di molti problemi meccanici, le ricordate analogie. - *n. d. r.*

-- -- -- RECENSIONI -- -- --

ACCUMULATORI E PILE.

F. T. Bowditch — **Problemi nel progetto delle batterie per ricevitori alimentati con pile.** (Proc. I. R. E., febbraio 1932, XX, 2, pag. 215-227, con 3 fig.).

Nel progetto di ricevitori atti a funzionare con batterie di pile a secco, va tenuto conto delle particolari caratteristiche di queste sorgenti di alimentazione.

In particolare per le batterie anodiche occorre prevederne le variazioni di tensione; un aumento del 50 % nella vita della batteria si ottiene, se si progetta il ricevitore in modo che la massima diminuzione di tensione, compatibile con un funzionamento soddisfacente, sia del 50 %, anzichè del 30 %, come generalmente si usa. E' opportuno disporre in modo che alla diminuzione della tensione anodica corrisponda una diminuzione delle tensioni di polarizzazione di griglia; si può ottenere ciò con regolazione manuale, o automaticamente.

La resistenza interna della batteria anodica può essere causa di accoppiamenti retroattivi fra i vari stadi del ricevitore, e quindi dar luogo ad oscillazioni parassite a bassa frequenza, quando, con l'uso della batteria, essa aumenta considerevolmente. La sistemazione di opportuni dispositivi di disaccoppiamento (resistenze e capacità) sul circuito di alimentazione dei vari tubi elimina con facilità l'inconveniente.

M. B.

AMPLIFICATORI.

H. M. Lane — **L'amplificatore a resistenze-capacità nella televisione.** (Proc. I. R. E., aprile 1932, XX, 4, pag. 722-733, con 10 fig.).

E' calcolata ed illustrata graficamente la forma della tensione di uscita di un amplificatore a resistenze-capacità, per una particolare forma della tensione di entrata: quella appunto fornita da una macchia esploratrice di forma quadrata traversante una regione a contrasto costante e limiti netti fra ombra e luce. I calcoli sono fatti per numeri di stadi amplificatori diversi, i grafici tracciati per numeri di stadi diversi e diverse costanti di tempo del sistema. E' illustrata ancora graficamente

---

Abbreviazioni usate per i titoli di periodici recensiti:

Bell S. T. J.: The Bell System Technical Journal. — *Bull. S. F. R.*: Bulletin de la Société Française Radioélectrique. — *E. F. D.*: Europäischer Fernsprechdienst. — *Elect. Comm.*: Electrical Communication. — *E. N. T.*: Elektrische Nachrichten-Technik. — *J. I. E. E., Londra*: Journal of the Institution of Electrical Engineers. — *Onde Élec.*: L'Onde Électrique. — *Phys. Z. S.*: Physikalische Zeitschrift. — *P. O. E. E. J.*: The Post Office Electrical Engineers' Journal. — *Proc. I. R. E.*: Proceedings of the Institute of Radio Engineers. — *R. G. E.*: Revue Générale de l'Électricité. — *Schalltechn.*: Die Schalltechnik. — *T. F. T.*: Telegraphen- und Fernsprech-Technik.

la influenza delle dimensioni della macchia esploratrice sulle distorsioni dell'immagine. Si perviene infine alla conclusione che i migliori risultati si hanno con amplificatori di grande costante di tempo, con velocità del disco esploratore notevoli, con numeri di linee d'esplorazione elevati. *D. R.*

ELETTROACUSTICA.

W. Binder — **Rilievo delle curve di fase e delle curve d'ampiezza degli altoparlanti elettrodinamici.** (Phys. Z. S., 15 gennaio 1932, XXXIII, 2, pag. 85-87, con 4 fig.).

Gli altoparlanti elettrodinamici presentano generalmente, a frequenze molto basse, regioni di risonanza; e ciò, se può essere utile, perchè compensa in parte la minore resistenza di radiazione della membrana in tali regioni, è anche causa di disturbi, perchè altera il timbro della voce o del suono trasmesso.

Per determinare ove si abbia tale risonanza, possiamo studiare come varia in funzione della frequenza l'ampiezza di vibrazione della membrana per una data intensità di corrente, oppure come varia lo sfasamento fra corrente e vibrazione meccanica. Al disotto di 200 hertz può servire a tale scopo la disposizione di fig. 1. Le due lampade *B*

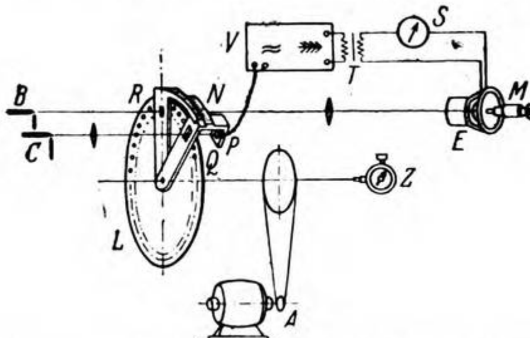


Fig. 1. — Schema di installazione per le prove a bassa frequenza sugli altoparlanti.

e *C* illuminano, attraverso le fessure *R* e *Q*, una la membrana dell'altoparlante *E*, l'altra la cellula fotoelettrica *P*. I due raggi luminosi vengono interrotti colla stessa frequenza dal disco rotante *L*; perciò dalla cellula *P* si può ricavare una componente di corrente alternata, che, amplificata in *V* e misurata da *S*, viene trasmessa alla bobina dell'altoparlante e ne fa vibrare la membrana; la quale pertanto è illuminata colla stessa frequenza, con cui si muove, ed appare perciò ferma. In particolare un determinato punto dell'a membrana, guardato con un microscopio *M* in direzione normale a quella in cui si muove, occupa sul micrometro una posizione fissa. Interrompendo la luce alla cellula fotoelettrica si diseccita l'altoparlante e si vede, per un dato punto, qual'è la posizione di riposo nel campo del microscopio; poi, eccitando la bobina, il punto appare fisso in una posizione diversa. Si può allora portarlo in quella di riposo con una rotazione del braccio *Q*, la quale ci permette di dedurre lo sfasamento fra vibrazione e corrente. Per misurare l'ampiezza di vibrazione si ruota ancora lenta-

mente il braccio Q, in modo che il punto osservato descriva con moto alternato nel campo visivo un certo segmento; questo è evidentemente doppio dell'ampiezza cercata.

I risultati sono del tipo di quelli di fig. 2; degli sfasamenti non interessa di regola il valore assoluto, bensì la variazione colla fre-

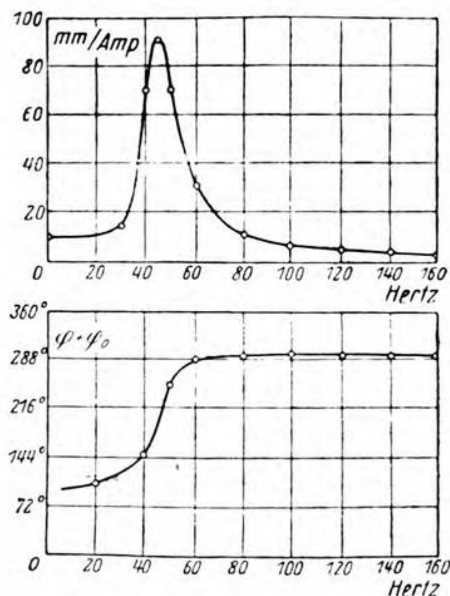


Fig. 2. — Diagrammi di ampiezza e di fase per un altoparlante assai poco smorzato.

quenza; si è lasciato perciò indeterminato l'angolo costante φ_0. I valori della frequenza, portati come ascisse, si deducono dal numero dei fori e dei giri del disco.

L'andamento delle curve differisce notevolmente da un altoparlante all'altro, sopra tutto in dipendenza delle cause di smorzamento, a cui è soggetta la membrana. *P. G.*

IMPIANTI E ACCESSORI RADIOTECNICI.

A. S. Angwin — **I recenti progressi della radiotelegrafia e della radiotelefonia.** (J. I. E. E., Londra, gennaio 1932, LXX, 421, pag. 145-152, con 30 fig.).

Il numero di navi provviste di impianto radio è attualmente di 15.000; in prevalenza gli impianti di bordo hanno una potenza maggiore di 500 W e sono del tipo a tubi elettronici; tutti gli impianti devono però avere la capacità di comunicare fino a 185 km di distanza. Recentemente è stato installato a bordo di un transatlantico un impianto radiotelefonico capace di mantenere il collegamento col continente anche durante la navigazione. Sui velivoli le comunicazioni per via radio sono più difficili, sia per le perturbazioni date dall'impianto di accensione del mo-

tore, sia per la difficoltà di installare un'antenna efficace; si riesce tuttavia a guidare un aviatore per via radio ed a fornirgli tutte le indicazioni che gli interessano.

La telefonia su lunga distanza si è notevolmente diffusa in questi anni; soltanto fra l'America e l'Inghilterra esistono 5 circuiti radiotelefonici, 2 ad onda lunga e 3 ad onda corta; gli abbonati telefonici inglesi hanno la possibilità di comunicare col 90 % degli abbonati di tutto il mondo. La sensibilità degli apparecchi riceventi commerciali è tale da permettere la percezione di segnali cui corrisponde un campo di 0,5 μV/m. Negli impianti di trasmissione sono entrati nell'uso i raddrizzatori a vapore di mercurio per produrre corrente continua ad alta tensione (fino a 40 kV) per potenze di 500 kW, e sono stati costruiti tubi trasmettenti di 500 kW con 12.000 V di tensione anodica. Un'applicazione dei raggi catodici è stata fatta nella televisione: l'immagine si produce su uno schermo fluorescente nei punti colpiti dal pennello dei raggi e vi rimane tanto da permettere la visione diretta.

La radiodiffusione richiede una grande costanza nel valore della frequenza, altrimenti si verificano facilmente sovrapposizioni fra onde di lunghezza poco diversa; molto usato è il sistema di trasmettere un programma da diverse stazioni contemporaneamente (in un'occasione di singolare importanza vennero comandate insieme ben 242 stazioni trasmittenti: 112 in Europa e 130 negli altri paesi del mondo).

Le onde cortissime di 20 cm di lunghezza hanno trovato pratica applicazione per il collegamento telefonico fra Dover e Calais con un sistema a fascio; tale collegamento si è potuto mantenere in modo continuo con una potenza irradiata di appena 0,5 W. *I. L.*

Trasmissione multiplex e radiotelefonia segreta. (Bull. S. F. R., gennaio 1932, VI, 1, pag. 1-10, con 5 fig.).

Si espone il procedimento mediante il quale i tecnici della S.F.R. hanno risolto contemporaneamente i due problemi, di utilizzare meglio le onde esistenti, e di raggiungere il segreto nelle comunicazioni. Il sistema consiste in un solo trasmettitore e in un solo ricevitore, e permette lo stabilirsi simultaneo di due comunicazioni radiotelefoniche e di una comunicazione radiotelegrafica sulla medesima lunghezza di onda. Questo risultato è ottenuto modulando l'onda portante del trasmettitore con una combinazione di tre bande di frequenze, corrispondenti ciascuna a una delle comunicazioni; alla ricezione si opera la selezione delle bande, restituendo a ciascuna la forma che aveva in partenza.

Alla emissione, le frequenze acustiche delle correnti microfoniche da trasmettere subiscono una trasposizione in due bande di frequenze distinte, le quali non contengono rispettivamente che frequenze basse e frequenze elevate. La comunicazione telegrafica è effettuata su una frequenza compresa fra le due bande precedenti. Le correnti così ottenute sono sovrapposte e utilizzate per modulare il trasmettitore. La trasposizione delle frequenze delle due emissioni telefoniche è effettuata in modo tale che la prima emissione risulta costituita da frequenze udibili normali, ma con altezza invertita (ad esempio, se tale emissione copre la banda di frequenze da 300 a 2400 hertz, queste frequenze sono invertite, sottraendole da 2700 hertz, e quindi vanno da 2400 a 300 hertz); la seconda emissione risulta costituita da frequenze udibili elevatissime (ad esempio le frequenze da 300 $\div$ 2400 hertz passano a 3500 $\div$ 5600 hertz).

Si comprende facilmente che comunicazioni così ottenute sono praticamente inintelligibili, e per conseguenza segrete. Nella ricezione basta

far subire alle comunicazioni le operazioni inverse, per ritrovare, alla uscita degli apparecchi, le due correnti microfoniche e la trasmissione telegrafica. A questo scopo si separano, con l'aiuto di filtri speciali, le due bande di frequenze, alta e bassa, e si fa interferire ciascuna di esse, nel suo proprio circuito, con un oscillatore locale di frequenza conveniente; si ristabilisce così la modulazione primitiva. *N. C.*

IMPIANTI E ACCESSORI TELEFONICI.

L. A. Braem — **Un sistema per telefonia e telegrafia simultanee su conduttori di piccolo diametro entro cavi per lunghe distanze.** (Elect. Comm., ottobre 1931, X, 2, pag. 71-76, con 2 fig.).

Dopo un breve cenno ai metodi fino ad oggi principalmente usati in Europa per le trasmissioni telegrafiche su cavi interurbani (trasmissioni su apposite coppie non pupinizzate, uso di circuiti supercombinati, sistemi di telegrafia armonica), si espone un metodo largamente usato in America, e che solo da poco tempo è stato introdotto in Europa. Esso consiste nel sovrapporre su uno stesso circuito una trasmissione telefonica e una telegrafica, utilizzando per la prima la banda di frequenze compresa tra 300 e 2500 p/s circa, per la seconda le frequenze comprese tra 0 e 80 p/s; queste permettono trasmissioni telegrafiche con velocità di 50 baud, corrispondenti alle normali velocità dei telescriventi e della tripla Baudot. [*Una velocità di trasmissione telegrafica viene espressa in unità* baud *dal numero inverso della durata in secondi della emissione più breve che può entrare nella trasmissione* - n. d. r.].

Su ogni bicoppia del cavo si possono così trasmettere cinque comunicazioni contemporanee, di cui tre telefoniche (due sui circuiti reali, una sul virtuale) e due telegrafiche (sui due reali). La divisione tra il canale telefonico e quello telegrafico è fatta alle estremità terminali, mediante filtri passa-basso inseriti sulle apparecchiature telegrafiche, e filtri passa-alto inseriti sulle terminazioni dei circuiti telefonici. E' da tener conto che con tale sistema la chiamata sui circuiti telefonici non può più esser trasmessa a 20 p/s, ma deve esser trasmessa coi sistemi a 135, 500 o 1000 p/s.

I disturbi apportati dalle trasmissioni telegrafiche alle comunicazioni telefoniche, a cui sono sovrapposte, risultano, da misure eseguite, inferiori a quelli comuni di diafonia provenienti dagli altri circuiti telefonici. Per altro tali trasmissioni telegrafiche debbono usare, per contenere i disturbi entro i limiti suddetti, correnti assai più deboli di quelle usualmente trasmesse sui circuiti telegrafici aerei con ritorno pel terreno; ciò è reso possibile dal fatto che, essendo il circuito completamente metallico, mancano qui tutte le cause disturbatrici, come correnti di terra, tensioni indotte da linee di energia, ecc., presenti nel caso dei suddetti circuiti aerei.

Gli amplificatori telefonici costituiscono un ostacolo alla trasmissione delle correnti telegrafiche; nelle varie centrali amplificatrici devono perciò inserirsi speciali apparecchiature che permettono alle correnti telegrafiche di girare l'ostacolo dell'amplificatore. Ogni due amplificatori telefonici è poi in generale inserito un ripetitore telegrafico per la rigenerazione delle relative correnti.

Il sistema si presta a esser sfruttato in telegrafia duplice per lunghezze sotto i 1000 km; per lunghezze superiori, nel caso che si voglia realizzare la trasmissione contemporanea nei due sensi, conviene ricorrere a circuiti a quattro fili. *Cst.*

R. Winzheimer — **Tecnica delle comunicazioni nelle reti telefoniche.** (T. F. T., maggio 1931, XX, 5, pag. 149-154, con 4 fig.).

Esigenza fondamentale nelle grandi reti telefoniche interne ed internazionali è quella di provvedere a tutti gli apparecchi collegati ed ammessi al traffico interurbano la necessaria intelligibilità delle comunicazioni. Sotto tale riguardo assumono particolare importanza alcune condizioni tecniche, che si riferiscono all'intensità del suono, alla banda di frequenze da trasmettersi, alle distorsioni lineare e non lineare, al tempo di propagazione assoluto, alla differenza nei tempi di propagazione entro la banda di frequenze trasmessa, ai disturbi dovuti a rumori, diafonia, effetti di eco, ecc.

Si ritiene attualmente come sufficiente un'intensità sonora corrispondente ad un'attenuazione di 3,3 neper al massimo, a 800 p/s, considerata fra i morsetti degli apparecchi posti alle due estremità. Volendo tener conto, invece che della sola linea, anche delle caratteristiche degli apparecchi usati e delle perdite per alimentazione microfonica, si può ritenere che l'intelligibilità sia ancora sufficiente, quando l'attenuazione della linea artificiale equivalente al sistema telefonico completo sia al massimo di 5,0 neper, normalmente di 4,4 neper; nella rete tedesca il valore di tale attenuazione di esercizio è di circa 4,0 neper.

Per definire la banda di frequenze effettivamente trasmessa si considera il campo compreso fra le due frequenze di estremità f_1, f_2, in corrispondenza delle quali si ha un'attenuazione maggiore di 1,0 neper rispetto a quella che corrisponde a 800 p/s; è infatti noto che l'andamento tipico della caratteristica attenuazione-frequenza per un circuito amplificato presenta valori di attenuazione più moderati per le frequenze più importanti della voce e valori man mano crescenti per le frequenze più basse o più elevate. Generalmente si ritiene: $f_1 = 300$ p/s, $f_2 = 2400$ p/s, in relazione ai tipi di apparecchio attualmente in uso, nei quali un aumento del limite superiore di trasmissione darebbe origine ad un aumento insignificante nella intelligibilità. Prevedendosi un miglioramento nella costruzione degli apparecchi sotto tale riguardo, conviene mirare fin da ora nella costruzione delle linee, alla possibilità di trasmettere una più ampia banda di frequenze con mezzi semplici; a tale requisito soddisfa il nuovo sistema di pupinizzazione adottato nella rete tedesca.

In relazione alla distorsione lineare ammissibile si può, a seconda dei casi, richiedere per la caratteristica di attenuazione di linea un andamento sensibilmente uniforme, oppure in aumento con l'aumentare della frequenza; in particolare l'aumento dell'attenuazione con la frequenza porta ad una diminuzione negli effetti dovuti alla distorsione per reazione e ai fenomeni transitori. Per trasmissioni a grandissime distanze si assume 300 ms come valor massimo del tempo di propagazione assoluto, e 30 ms come valor massimo della differenza nei tempi di propagazione per le frequenze alle due estremità della banda. Per la diafonia effettiva presso l'abbonato l'attenuazione relativa non deve essere inferiore a 7,5 neper. Le distorsioni per reazione e gli effetti d'eco debbono restare entro i limiti imposti dalle condizioni di stabilità della linea; rispetto al punto d'innesco del fischio deve essere previsto un margine di $0{,}4 \div 0{,}5$ neper a seconda del tipo di circuito.

Le diverse condizioni tecniche surriferite trovano applicazioni diverse nei diversi sistemi di collegamento, che possono verificarsi in una comunicazione fra due utenti. In un collegamento locale i due apparecchi sono semplicemente collegati attraverso uno o due uffici centrali urbani; un collegamento interurbano richiede invece l'intervento al minimo di due uffici locali e di due uffici interurbani; in generale nel

traffico di transito vengono collegate fra loro più linee interurbane (nella rete tedesca fino a 5 linee attraverso 4 uffici intermedi). In ogni caso l'attenuazione totale di una linea interurbana, considerata fra gli uffici interurbani di estremità, non deve superare 1,3 neper, restando a disposizione 1,0 neper per ognuna delle due connessioni locali fino all'utente; precisamente si attribuisce 0,1 neper alla centrale interurbana, 0,3 neper alla linea di giunzione, 0,15 neper agli organi di centrale urbana e 0,45 neper alla linea urbana d'abbonato.

Per le linee di giunzione può risultare opportuna l'utilizzazione di un adatto sistema di pupinizzazione: particolare attenzione deve pure venire rivolta all'attenuazione relativa alle diverse connessioni e all'eventuale passaggio da linee con tre conduttori a linee con due soli conduttori. L'applicazione di amplificatori presso gli utenti per l'amplificazione della corrente di ricezione incontra sensibili difficoltà sia tecniche, sia economiche; la installazione di amplificatori terminali negli uffici interurbani deve tener conto dei diversi tipi di circuiti e di organi di commutazione inseriti fra l'ufficio e l'utente, provvedendo nei limiti delle attuali possibilità ad ottenere una impedenza di entrata sensibilmente uniforme.

In una comunicazione interurbana, che non attraversi uffici interurbani intermedi, l'attenuazione attualmente conseguibile è sensibilmente minore del valor massimo di 1,3 neper, ed è di circa 0,8 neper nei circuiti a 4 fili, e di 1,0 neper nei circuiti a 2 fili, essendo corrispondentemente limitata la portata dal numero dei sistemi di reazione inseriti. Si può giungere nei circuiti a 4 fili ad un valore nullo nell'attenuazione residua con la installazione di apparecchi speciali comandati dalle correnti vocali, detti soppressori di reazione, i quali però si prestano meno bene ad essere installati in reti complesse, non essendo facilmente applicabili a tutti i tipi di circuiti.

Quando invece si considerano comunicazioni di transito, i ripetitori a cordoni vengono di norma previsti per l'inserzione su un gruppo di linee aventi caratteristiche elettriche diverse fra loro; inoltre essi dovrebbero provvedere ad un conveniente bilanciamento dell'attenuazione relativa agli organi di commutazione dell'ufficio considerato. Nella pratica tuttavia, per un dato collegamento, si ha quasi sempre una deviazione dai valori più opportuni del guadagno e dell'antidistorsione; si trovano quindi difficoltà per ottenere una soddisfacente regolazione dei ripetitori a cordoni da parte delle operatrici addette, specialmente quando si abbia l'inserzione di parecchi ripetitori a cordoni su di uno stesso circuito.

La ripartizione del valore dato in precedenza per il tempo di propagazione totale fra i diversi tronchi di circuito di un collegamento interurbano è attualmente ancora allo studio; nè si hanno sistemi per diminuirlo. L'applicazione di compensatori di fase consente invece la riduzione delle differenze fra i tempi di propagazione relativi a frequenze diverse. Tenendo conto che con tale applicazione in unione a pupinizzazione semi-pesante non risulta economicamente superabile nella trasmissione il limite di frequenza di 2400 p/s, che inoltre il costo di una linea con pupinizzazione semi-pesante e compensatori di fase è sensibilmente uguale a quello di una linea con pupinizzazione leggera, e che infine una separazione dei fasci di linee per traffico interno da quelli per traffico internazionale porterebbe ad un aumento sensibile nel numero di linee necessario per la rete interna, è stata adottata anche per la rete interna della Germania la pupinizzazione leggera. Lo stesso sistema di pupinizzazione, eventualmente con compensatori di fase, è pure adottato per il traffico internazionale; per l'estensione del traffico in cavi interurbani ad altri continenti, come si può già prevedere

fin d'ora per la connessione in cavo sottomarino con l'America e per il collegamento con l'Asia Centrale, occorre tuttavia pensare a nuovi sistemi, atti ad elevare sensibilmente l'attuale velocità di propagazione e a rendere sicuro l'esercizio anche con un numero molto rilevante (da 150 a 200) di amplificatori inseriti. *S. 3.*

LINEE E CONDUTTURE.

H. A. Affel, W. S. Gorton e R. W. Chestnut — **Un nuovo cavo telefonico a frequenze vettrici fra Key West e Avana.** (Bell S. T. J., aprile 1932, XI, 2, pag. 197-212, con 11 fig.).

Il nuovo cavo telefonico, entrato in esercizio nel gennaio 1931, fra Key West nella penisola di Florida e Avana nell'isola di Cuba a complemento di altri tre cavi krarupizzati posati nel 1921 (primo esempio di cavi ad unico conduttore), è il cavo di fondo di maggior lunghezza (circa 190 km) attualmente esistente [1]. Esso costituisce inoltre il più lungo circuito telefonico in cavo senza ripetitori intermedi e senza carica induttiva, funziona fino a frequenze di 28 000 hertz, e può anche trasmettere frequenze più elevate, a differenza dei cavi più antichi, la cui frequenza di taglio è di 3800 hertz circa.

L'isolante non è più la guttaperca, ma bensì la paragutta, formata da gomma deproteinizzata, da balata privata delle sostanze resinose e da cera; tale materiale, caratterizzato da un valore particolarmente basso (2,67) della costante dielettrica e da un valore del rapporto G/C (alle frequenze di esercizio) di 229 contro circa 4000 negli isolanti di cavi più antichi, consente una notevole riduzione, a parità di attenuazione specifica, nelle dimensioni del cavo; basti dire che un cavo isolato in guttaperca del tipo adottato per i cavi Key West-Avana del 1921 peserebbe il 45 % di più e costerebbe il 65 % di più del nuovo cavo. Questo è ancora del tipo a conduttore unico, munito di conduttori a nastro in rame per il ritorno della corrente, oltre ad un sottile nastro pure in rame posto sotto i precedenti per la protezione del cavo contro gli animaletti marini.

Il diametro del conduttore centrale è di 3,5 mm, e giunge a 4,25 mm con i sei nastri di rame (di 0,36 mm × 2 mm) disposti concentricamente; il diametro esterno sull'isolante è di 15,6 mm; il conduttore di ritorno è costituito da sei nastri di 8,1 mm × 0,48 mm. Risultano così, in corrente continua, una capacità di 22,52 microfarad e una resistenza d'isolamento di 1090 megaohm; la resistenza del conduttore centrale ammonta a 242 ohm. Si ha naturalmente un notevole effetto pellicolare, sia nel conduttore centrale, sia nei nastri di ritorno; è invece trascurabile, sotto il riguardo dell'attenuazione, l'effetto dei fili dell'armatura.

Il sistema a correnti vettrici adottato, che dà origine a tre canali telefonici, è di tipo simile alle apparecchiature per la trasmissione a grande distanza su linee aeree. Le sei bande di frequenza — una per ogni direzione di ognuno dei tre canali — si estendono complessivamente dai 700 ai 28 000 hertz, ed hanno ciascuna una estensione di circa 2000 hertz. Nell'adattamento dei sistemi a correnti vettrici, già esistenti, al nuovo cavo, si è tenuto conto della necessità di una trasmissione soddisfacente malgrado l'alta attenuazione specifica del circuito in cavo e le notevoli diversità di impedenza delle varie sue parti,

---

[1] La sua lunghezza è stata recentemente superata da quella del nuovissimo cavo Continente-Sardegna, che ha caratteristiche elettriche e costruttive assai simili ai primi tre cavi Key West-Avana. (Vedi G. Pession: A. F., 1932, I, p. 165) - *n. d. r.*

che vengono fra loro collegate mediante opportuni traslatori. Il circuito in cavo sottomarino è connesso agli uffici terminali per mezzo di coppie di conduttori in un cavo sotterraneo sottopiombo, isolato in carta, nel quale vengono pure convogliati i circuiti dei cavi più antichi.

L'equipaggiamento negli uffici terminali comprende, oltre alle apparecchiature di tipo ordinario per alta frequenza, amplificatori addizionali e filtri di banda in relazione al maggior guadagno e alla maggiore selettività necessari per la più elevata attenuazione. Questa per il canale a frequenza più alta — corrispondente alla direzione Avana-Key West — risulta di oltre 80 decibel per il tratto sottomarino; all'arrivo a Key West il livello viene rialzato di 70 decibel circa per mezzo di adatti amplificatori, e questi ultimi malgrado l'elevato guadagno non debbono produrre una modulazione tale da originare nuove frequenze perturbatrici entro la banda di frequenze relativa alle singole comunicazioni; eventuali frequenze perturbatrici al di fuori di tale banda vengono invece eliminate mediante filtri di banda.

Speciali precauzioni debbono venir prese all'estremo ricevente per evitare — in relazione al minimo valore del livello di trasmissione — dannose interferenze nel circuito ricevente; a tale scopo sono stati installati filtri speciali in tutte le stazioni di energia vicine, apparecchiature schermanti ai circuiti degli altri canali telefonici e dei triodi amplificatori riceventi, bobine d'impedenza in serie in tutti i circuiti telegrafici a corrente continua che entrano nel cavo sotterraneo, filtri elettrici nei circuiti telegrafici a frequenze vettrici contenuti nei cavi più antichi, terre di vario tipo nelle apparecchiature e nei circuiti per migliorare il bilanciamento delle diverse parti del sistema, ecc. In tal modo le perturbazioni dovute a sorgenti esterne risultano dello stesso ordine di grandezza di quelle che agiscono direttamente sul tratto sottomarino e che sono estremamente piccole alle alte frequenze.

Se in seguito si verificheranno ulteriori aumenti di traffico, il nuovo cavo potrà funzionare con una più ampia gamma di frequenze e fornire altri tre canali telefonici, oltre a quelli attualmente esistenti; di più, in caso di opportunità, potranno venire sostituiti ad uno o più canali telefonici circuiti telegrafici pure a correnti vettrici. *S. 3.*

MISURE.

C. A. Hartmann e E. Döring — **Un circuito secondario di taratura per apparecchi telefonici.** (E. N. T., ottobre 1931, VIII, 10, pag. 444-448, con 4 fig.).

E' stata sempre sentita la necessità di disporre di un mezzo di controllo della bontà delle apparecchiature telefoniche. Per avere in queste misure un riferimento costante, si è stabilito di assumerlo nel circuito primario di taratura esistente a Parigi; in base ad esso vengono costruiti i circuiti principali delle varie nazioni. I circuiti secondari rappresentano l'ultimo gradino della serie; essi sono i più semplici sia come schema sia come impiego, e devono venir tarati in confronto del circuito primario o dei principali; trovano largo uso presso le Società telefoniche, la Posta, le Fabbriche di telefoni, ecc.

Ne esistono due tipi, con microfono a carbone e con microfono elettromagnetico; il primo è più usato nei paesi di lingua inglese, il secondo negli altri. Il circuito secondario che qui si descrive è costruito dalla Siemens e Halske di Berlino.

Con esso, nell'esecuzione delle prove, si viene a riprodurre un complesso di trasmissione: trasmettitore, linea (*L*), ricevitore; oltre di che sono presenti vari elementi di misura (fig. 1 *a*). Il trasmettitore comprende i microfoni ed un amplificatore (*Amp I*) alla cui uscita è

un apparecchio di controllo (*A C*) per la valutazione della potenza sonora impiegata dalla persona che parla. Un attenuatore (*S*) costituisce il dispositivo di regolazione, che vien comandato dagli operatori per raggiungere la condizione di misura (condizione di uguaglianza di intensità sonore percepite); seguono poi un secondo amplificatore (*Amp II*) e gli apparecchi riceventi. Per la misura, nel caso di controllo di microfoni (fig. 1 *b*), un operatore parla in entrambi i microfoni, quello da provare M_x e quello di controllo M_c, contemporaneamente o successivamente; un commutatore inserisce sul telefono, a cui l'altro operatore ascolta, or l'uno or l'altro di essi; nel circuito del microfono da provare un attenuatore fisso (*S F*) compensa l'amplificazione dell'*Amp II* agli effetti delle misure sull'M_x, il cui comportamento vien

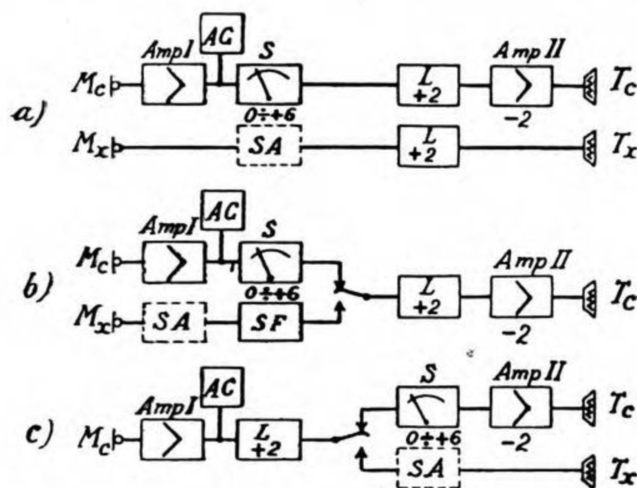


Fig. 1. — Rappresentazione schematica delle misure.

quindi seguito in vera grandezza. In modo corrispondente, nella prova di telefoni (fig. 1 *c*), viene inserito volta a volta sul microfono di controllo il telefono da provare T_x o quello campione T_c.

Per rimediare alla naturale tendenza a ripetere, in misure successive di una medesima serie, letture eguali a quelle di precedenti osservazioni, si impiega un'attenuazione ausiliaria (*S A*); essa viene stabilita dall'operatore che non fa le letture, all'insaputa dell'altro, in modo che questi abbia a rilevare valori differenti ad ogni osservazione. Naturalmente nei risultati si tiene poi conto dell'entità dell'attenuazione supplementare.

Prima di iniziare la misura si regolano gli amplificatori al loro valore di taratura mediante appositi organi di controllo; come sorgente di energia si usa un oscillatore a diapason, e come strumento indicatore il misuratore della potenza sonora già menzionato.

Tutti gli elementi dei circuiti sono contenuti in tre cassette, oltre un piedestallo con il microfono ed il misuratore di potenza sonora. Anche l'operatore in ascolto dispone di uno strumento uguale a quest'ultimo per seguire il comportamento dell'operatore che parla. Una

lampadina di segnalazione consente ai due operatori di comunicare fra loro. Le regolazioni avvengono per gradi di 0,1 o 1 neper; lo smorzamento ausiliario può arrivare a 1 neper; gli errori di misura rimangono, per operatori pratici, inferiori a 0,1 neper. *C. Cg.*

H. DECKER — **Dispositivo di misura e di dimostrazione degli effetti dovuti al tempo di propagazione in telefonia a grande distanza.** (E. N. T., dicembre 1931, VIII, 12, pag. 516-527, con 10 fig.).

Il crescente sviluppo delle comunicazioni telefoniche fra continenti diversi, che attualmente si svolgono attraverso opportuni ponti-radio, ha già da tempo posto allo studio il problema dei collegamenti telefonici transoceanici in cavo e quindi anche quello dei tempi di propagazione in circuiti di grandissima lunghezza. Mentre infatti un'onda radioelettrica percorre in 1"/15 metà della circonferenza terrestre, nel caso di una trasmissione telefonica in cavo si hanno tempi di propagazione, che per distanze dell'ordine di 20.000 km e con l'adozione dei normali metodi di pupinizzazione Ia, Ib e II sanzionati dal C.C.I. ammontano a 0,4 ÷ 1,5 secondi.

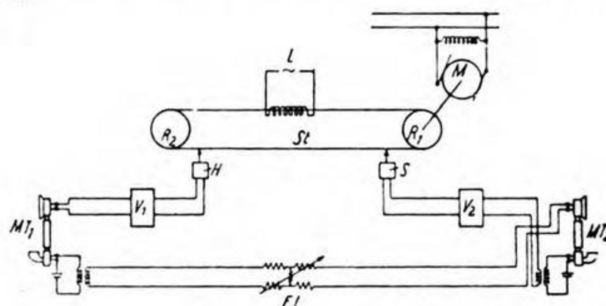


Fig. 1. — Dispositivo per provocare artificialmente un determinato « ritardo » nel collegamento telefonico tra $M\ T_1$ e $M\ T_2$.

È quindi oggidì particolarmente interessante, in relazione con le future estensioni della rete internazionale e col progetto dei cavi telefonici transoceanici, lo studio, sia di linee con velocità di propagazione così elevata, che anche per distanze corrispondenti alla semicirconferenza terrestre non si producano disturbi nella conversazione dovuti ad eccessivo ritardo nella risposta, sia del massimo tempo di propagazione ammissibile in un dato collegamento internazionale.

Per ottenere con mezzi di laboratorio una linea artificiale, nella quale si verifichino ritardi qualsiasi compresi fra 0 e 2,74 s, l'A si è servito del dispositivo rappresentato in fig. 1, che si fonda su di una applicazione del telegrafono di Poulsen. Le correnti di conversazione, provenienti dal microtelefono $M\ T_2$, vengono rinforzate dall'amplificatore V_2 e impresse dalla bobina di trasmissione *S*, sotto forma di una corrispondente magnetizzazione, sul nastro continuo di acciaio *St*, largo 3 mm e spesso 0,05 mm. I due cilindri R_1 e R_2, dei quali R_2 è folle sul suo asse e R_1 è comandato dal motore *M*, pongono il nastro in movimento con una velocità di circa 3 m/s; nella bobina di ricezione *H* si origina una corrente telefonica, che, dopo essere stata amplificata dall'amplificatore V_1, viene ad agire sul ricevitore del microtelefono $M\ T_1$.

Per effetto del trasporto magnetico-meccanico sul nastro di ac-

ciaio le correnti di conversazione vengono ritardate di a/v secondi, detta a la distanza in cm fra le bobine H e S e v la velocità in cm/s del nastro di acciaio. Affinchè il nastro ritorni poi alla bobina di trasmissione completamente smagnetizzato è opportunamente disposta una bobina di smagnetizzazione, alimentata da una corrente alternata, la cui frequenza, per evitare disturbi, è così alta da non poter venire riprodotta dai ricevitori collegati con la linea.

Per studiare l'influenza del ritardo di propagazione sulla comunicazione, è sufficiente che su una sola delle vie del sistema di trasmissione possa venir variato a piacere il tempo di propagazione; perciò la comunicazione di ritorno da $M\ T_1$ a $M\ T_2$ avviene attraverso una linea artificiale $E\ L$ di attenuazione uguale a 2,0 neper. La variazione del tempo di propagazione si effettua, avvicinando o allontanando fra loro le bobine S e H, e leggendone la distanza reciproca su di un apposito regolo calibrato in cm. La velocità v del nastro d'acciaio può venire agevolmente misurata, ponendo momentaneamente fuori servizio la bobina di smagnetizzazione e rilevando con un cronometro l'intervallo di tempo τ intercedente fra la emissione e la ricezione di un breve segnale in $M\ T_1$; se b è la lunghezza del nastro d'acciaio risulta: $v = b/\tau$. Posto $2\,t = a/v$, il sistema della fig. 1 riproduce il ritardo corrispondente ad una linea caratterizzata in ognuna delle direzioni di trasmissione da un tempo di propagazione t. Il dispositivo descritto è stato applicato alla deduzione sperimentale del massimo tempo di propagazione ammissibile, richiedendosi a due persone poste agli apparecchi di conversare fra loro, e di domandare, qualora percepissero disturbi nella comunicazione per effetto del ritardo di propagazione, una diminuzione progressiva di tale ritardo fino alla eliminazione del disturbo. Su 22 coppie di persone che provarono il dispositivo, due ritennero che un tempo di propagazione di 1,4 s non produceva disturbi; 11 coppie non rilevarono disturbi per un tempo di propagazione $\leq$ 0,4 s, e solo 2 coppie affermarono che per la completa eliminazione del disturbo tale tempo doveva essere $\leq$ 0,3 s.

E' stato però rilevato, che su tale giudizio influiscono, oltre al temperamento personale, anche fattori psicologici relativi ad eventuali rapporti di dipendenza fra i due interlocutori.

Con un dispositivo analogo, ma di struttura più complessa, è stata pure studiata l'influenza dei fenomeni di eco in rapporto al tempo di propagazione; è risultato dalle esperienze compiute mediante 15 coppie di persone, che non risulta necessaria l'applicazione dei soppressori di eco, quando il tempo di propagazione di una corrente di eco non supera 50 ms ossia per tempi di trasmissione $\leq$ 25 ms. *S. 3.*

H. Greinacher — **Nuovo metodo per la registrazione di suoni e vibrazioni.** (Schalltechn., dicembre 1931, IV, 6, pag. 94-96, con 5 fig.).

Con una disposizione già nota viene ripreso in esame il così detto microfono idraulico. Da un tubo di vetro ad ugello esce un getto d'acqua sotto pressione, il quale ad una determinata distanza va a battere su una membrana, per esempio di gomma; se si tiene una sorgente sonora in contatto con l'ugello, la membrana ne riproduce le vibrazioni ingrandendole, come si può verificare per il ticchettio di un orologio e per altri svariati rumori. Si ha in tal modo un amplificatore meccanico che presenta qualche analogia di interpretazione con gli amplificatori a valvole, ma fornisce — al loro confronto — una minor precisione di funzionamento.

Per evitare, quanto è possibile, le distorsioni, viene proposto un mezzo di registrazione ottica il quale evita l'uso della membrana. Un raggio di luce trasversale colpisce il getto d'acqua, e un opportuno si-

stema ottico-fotografico raccoglie e registra le variazioni luminose conseguenti alla modulazione della sezione del getto. Buone prove sperimentali furono ottenute con apertura dell'ugello 0,8 mm, larghezza del raggio 0,6 mm, distanza dell'ugello 15 ÷ 16 cm, pressione dell'acqua 1/2 atmosfera, velocità di registrazione 2 cm/sec. Esempi di registrazione su pellicola di suoni e vibrazioni danno idea della sensibilità del complesso il quale consente il rilievo di fenomeni oscillatori assai vari, dal tic-tac di un orologio da tasca, al passo di una persona su un pavimento, al rumore di un battimano.

Non manca la possibilità di procurare eventualmente dalle pellicole la nuova riproduzione dei suoni già registrati. E sullo stesso principio si può anche allestire un sistema di telefonia luminosa, rigenerando dal raggio di luce modulato il suono modulatore, attraverso l'intermediario di una cellula al selenio o di una cellula fotoelettrica.

Rz.

Frequenziometro di precisione per una estesa gamma (1 ÷ 30 megahertz). (Bull. S. F. R., dicembre 1931, V, 9, pag. 192-197, con 4 fig.).

Viene descritto uno speciale frequenziometro, portato a termine dalla S. F. R., le cui caratteristiche sono: precisione superiore ad 1/1000, gamma molto estesa, da 10^3 a 3×10^4 kilohertz.

Per quel che riguarda la precisione, è messo bene in rilievo che si tratta di precisione effettiva, che permette, nei limiti indicati, di prestare fiducia alle indicazioni dell'apparecchio, anche se questo viene usato a grande distanza di tempo dalla taratura, ed ha dovuto subire spostamenti e cambiamenti di temperatura importanti. L'apparecchio può essere usato sia in vicinanza della stazione emittente, sia a distanza, passando dall'una all'altra condizione di impiego mediante un gioco di commutatori.

N. C.

P. Oehlen — **Determinazione delle costanti di traslatori di piccolo smorzamento.** (T. F. T., aprile 1931, XX, 4, pag. 142-146, con 14 fig.).

Un traslatore telefonico, a seconda dell'impedenza su cui chiudiamo il suo circuito secondario, presenta ai morsetti del primario una certa impedenza d'entrata; diremo circuito equivalente di quel traslatore un reticolato di resistenze, autoinduzioni e capacità tale che stabilisca la stessa relazione fra impedenza sul secondario ed impedenza d'entrata; e quei valori di resistenza, di autoinduzione e di capacità chiameremo costanti del traslatore. La differenza tra circuito equivalente e traslatore consisterà principalmente nell'aver sostituito con accoppiamenti diretti gli eventuali accoppiamenti induttivi.

La dipendenza fra carico esterno e impedenza d'entrata sul primario stabilita dal circuito equivalente si potrebbe esprimere colle costanti dei suoi rami; riesce però più conveniente caratterizzare il circuito calcolando o misurando le impedenze d'entrata, quando il secondario è interrotto e quando è in corto circuito. Nel caso che qui consideriamo, di traslatori di piccolo smorzamento, l'impedenza di corto circuito è assai minore di quella a vuoto; in tal caso possiamo con buona approssimazione studiare il funzionamento del traslatore, su un carico qualunque, sostituendo ad esso un circuito equivalente molto semplificato, costituito da due rami in parallelo, in uno dei quali si trova l'impedenza a vuoto, mentre nell'altro sono collegate in serie l'impedenza di corto circuito e quella esterna, ma quest'ultima è moltiplicata per una costante, che la riduca alla « scala » primaria.

Per l'applicazione pratica di questi concetti bisogna osservare, che le misure in corto circuito sono di solito facili, mentre la determinazione dell'impedenza a vuoto offre spesso maggiori difficoltà. Può essere per-

ciò conveniente sostituire tale misura con un'altra, in cui si chiude il secondario su una impedenza nota. Giova poi ripetere le misure a due diverse frequenze per scindere agevolmente nel risultato la resistenza dalla reattanza. E' necessario ancora tener presente che il coefficiente di autoinduzione dei traslatori considerati è in genere variabile per la presenza di un nucleo ferromagnetico; interessa conoscerne il valore per induzioni assai basse, corrispondente alla permeabilità iniziale del ferro; occorre perciò operare con tensioni molto basse, oppure, come può essere più comodo, a frequenze piuttosto alte (da 8000 a 14 000 hertz) per le quali è meno risentita la variazione di permeabilità.

Per procedere dai valori misurati alla determinazione delle costanti conviene operare graficamente, costruendo diagrammi di ammettenza per le parti di circuito composte da più rami in parallelo, e diagrammi di impedenza per i tratti in serie. L'approssimazione che si è ottenuta è di qualche unità per cento. *P. G.*

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

K. Sohnemann — **Misura dell'intensità di campo di onde cortissime** **(E. N. T., ottobre 1931, VIII, 10, pag. 462-467, con 7 fig.).**

Per misurare l'intensità di campo elettrico di un'onda elettromagnetica molto corta, e quindi la f. e. m. da essa indotta in un dato circuito (antenna) ricevente, ci si serve comunemente di un triodo, il quale dà un'oscillazione che, interferendo con quella in arrivo, ne produce un'altra di bassa frequenza; di questa, dopo conveniente amplificazione, si misura l'ampiezza. La taratura si esegue accoppiando il ricevitore ad un piccolo trasmettitore, che produce una tensione di frequenza eguale a quella che si riceve, e di ampiezza tale che interferendo coll'oscillazione del ricevitore dia la stessa deviazione allo strumento indicatore.

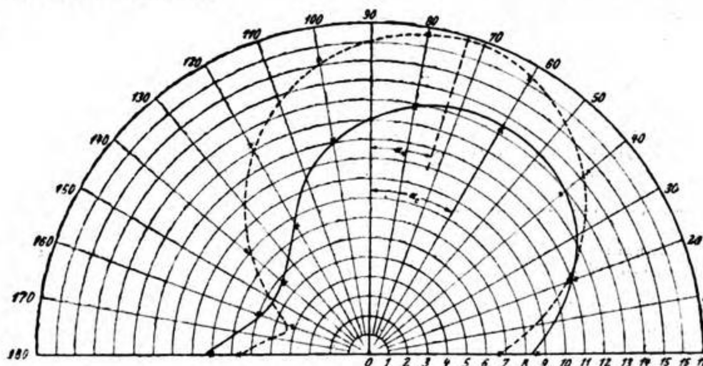


Fig. 1. — Intensità di campo elettrico rilevate nelle varie direzioni rispetto all'orizzontale con tempo sereno: ——— di giorno ; - - - - - - di notte.

Per l'applicazione al caso delle onde ultracorte è utile apportare alcune varianti. Anzitutto conviene ricorrere alla « superreazione » adoperando un triodo con circuito a forte accoppiamento, perchè, sorpassando notevolmente il punto di innesco delle oscillazioni, si ha una maggior costanza di funzionamento, cioè sono meno sentite piccole variazioni della tensione delle batterie, del grado di accoppiamento, degli smorzamenti, ecc. Inoltre per la taratura è meglio disporre di un

piccolo generatore posto a distanza nota e fornito di un'antenna trasmittente di forma tale, che permetta di calcolare il campo, da esso prodotto nel luogo ove avviene la misura, in base al rilievo (con un amperometro termico) della intensità della corrente di antenna. Per avere l'ampiezza dell'onda in arrivo possiamo, come nel caso del triodo normale, misurare la variazione subita dalla corrente anodica, ma è più conveniente, anche perchè permette una maggior sensibilità, misurare, mediante un voltometro a triodi, la tensione a frequenza acustica, corrispondente al fischio prodotto dalla superreazione.

Il metodo descritto è stato applicato in numerosi esperimenti, adoperando un'onda di 8,9 m e scegliendo le varie condizioni di lavoro (tensione di accensione, tensione anodica, ecc.) in modo che una loro eventuale piccola variazione influenzi di poco il risultato. Si sono studiate così le condizioni di polarizzazione dell'onda emessa da un dipolo verticale. Nelle immediate vicinanze del trasmettitore la ricezione è stata eseguita mediante un altro dipolo orientabile, comprendente un termoelemento; il campo si è rivelato perfettamente lineare e l'onda polarizzata in un piano verticale. Alla distanza di km 2,3 si son fatte altre letture ruotando l'antenna ricevente nel piano verticale. Il risultato di una delle molte serie di misure è riportato in fig. 1, ove si vede che l'onda è polarizzata ellitticamente e che il piano di polarizzazione è spostato dalla verticale di un certo angolo, che risulta variabile, come anche le altre caratteristiche del diagramma, col variare del momento dell'esperienza dal giorno alla notte e col mutare delle condizioni dell'atmosfera.

Numerose altre esperienze hanno avuto per iscopo di determinare l'intensità in varie direzioni e a varie distanze dal trasmettitore (fino ad un massimo di 8 km); a parità di distanza, i risultati, per effetto di diverse condizioni, differiscono fra loro anche nel rapporto da 1 a 5. Secondo note deduzioni teoriche il campo dovrebbe essere proporzionale all'inverso della distanza dal trasmettitore, ma codesta legge si trova all'incirca verificata solo quando la linea di propagazione del segnale è libera da ostacoli. Dove c'è da tener conto dell'assorbimento per la presenza di fabbricati, come avviene nell'interno di una città, ammettendo che il campo effettivo si possa dedurre da quello teorico moltiplicandolo per $e^{-\alpha r}$, si ottengono per α valori compresi fra 0,3 e 0,5. [*L'A ha dimenticato di dire in che unità deve esser misurato r. Sembra verosimile che l'unità sia il km* - n. d. r.]. *P. G.*

RADIOCOMUNICAZIONI DIRETTIVE.

R. Darbord — **Riflettori e linee di trasmissione per onde ultracorte.** **(Onde Élec., febbraio 1932, XI, 122, pag. 53-82, con 19 fig.).**

In seguito a promettenti ricerche preliminari del Fournier, il Clavier, il Fournier e il Darbord, dei « Laboratoires du Matériel téléphonique », studiarono il problema di comunicare radiotelefonicamente mediante onde ultracorte (1,66 . 10^9 hertz) fra Calais e Dover. Nell'aprile 1931 furono eseguite esperienze conclusive, che mostrarono come il problema fosse stato risolto.

Il Clavier si occupò in particolar modo dei triodi trasmittenti. Si sa che è possibile produrre onde ultracorte persistenti, alimentando un triodo in modo « anormale » e cioè con la griglia a un potenziale positivo elevato e la placca a un potenziale positivo o negativo, notevolmente inferiore a quello del filamento. Il triodo immaginato dal Clavier ha due uscite di griglia, collegate ad un'antenna radiante, ed è alimentato con lo schema di figura 1.

La potenza irradiata essendo molto debole (dell'ordine del decimo

di watt) è necessario, quando si desideri superare distanze di qualche decina di km, ricorrere a specchi parabolici di rivoluzione. Il Darbord ha studiato le caratteristiche geometriche che gli specchi debbono avere, perchè la loro efficacia sia la più grande possibile.

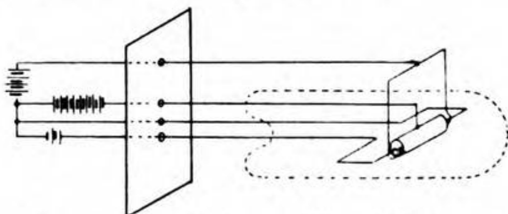


Fig. 1. — Schema della disposizione degli elettrodi.

Trattando il problema dal lato teorico, e considerando la diffrazione delle radiazioni inviate dal triodo su elementi dello specchio, in base al principio di Huygens, è possibile dimostrare che il campo elettrico h',

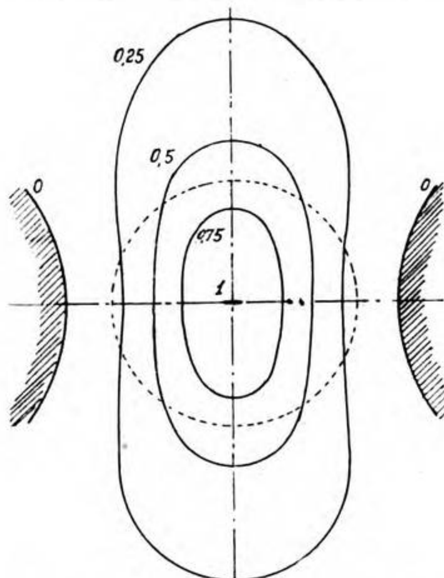


Fig. 2. — Linee di uguale efficacia sulla superficie dello specchio.

diffratto da un elemento di specchio di area s, ad una distanza D è:

$$h' = h \frac{s'}{\lambda D} ,$$

dove h è la componente elettrica dell'onda elettromagnetica che colpisce l'elemento, s' la proiezione di s su di un piano normale all'asse ottico dello specchio, λ la lunghezza d'onda.

I campi h' che provengono dai diversi elementi dello specchio e arrivano nel medesimo punto M alla distanza D, non hanno la medesima direzione. La loro risultante, per ragioni di simmetria, risulta parallela all'asse dell'antenna (supposta perpendicolare all'asse ottico dello specchio). Di ciascuno, basterà perciò considerare la componente h_x'' di direzione parallela al dipolo. Si trova che:

$$h_x'' = -2\,k\,p\,\frac{x^2 - y^2 - p^2}{(x^2 + y^2 + p^2)^2}$$

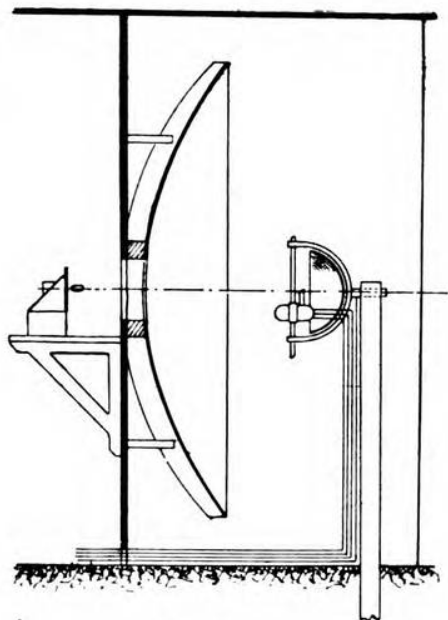


Fig. 3. — Sistemazione del complesso trasmettente.

dove $p = 2f$ è il parametro della parabola, k una costante, x ed y le coordinate di M in un piano perpendicolare all'asse ottico, con x in direzione dell'antenna, ed y in direzione normale. Questa formula permette di apprezzare l'efficacia delle diverse regioni dello specchio. In fig. 2 è mostrata la proiezione dello specchio nel piano predetto, e sono tracciate le linee di eguale efficacia (presa eguale all'unità l'efficacia del centro del riflettore).

In base a queste considerazioni si conclude che, nelle migliori condizioni, il fuoco si deve trovare nel piano di apertura dello specchio. Il rapporto fra il campo inviato dall'antenna, con l'intervento di uno specchio di raggio di apertura R, ad una distanza D, e quello inviato direttamente è $\pi R/\lambda$. Questo rapporto misura il guadagno che si ottiene con l'impiego dello specchio (per λ = 18 cm, R = 1,50 m, questo guadagno è circa 25).

Usando anche specchi sferici anteriori, il cui raggio è stato ricercato sperimentalmente, e fissato in 27,5 cm, il guadagno aumenta an-

cora considerevolmente. La sistemazione della stazione trasmettente appare allora come è raffigurata nella figura 3. Il Darbord ha potuto anche realizzare linee di trasmissione tali da permettere di trasferire l'energia di corrente oscillante dalla lampada, tolta dal fuoco dello specchio, e alloggiata dietro ad esso, ad un'antenna, posta nel fuoco dello specchio medesimo (fig. 4). La linea è costituita da due tubi concentrici. La porzione *a b* è di lunghezza variabile e viene a compensare la reattanza del tubo emittente. La porzione *b c* è eguale ad una lunghezza d'onda. Questa porzione non trasforma le oscillazioni, come an-

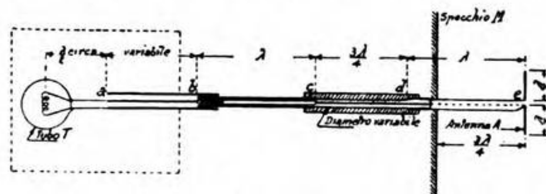


Fig. 4. — Schema di disposizione della linea di trasmissione.

che la sezione *d e*. La sezione *c d*, di 3/4 λ, compie l'ufficio di trasformatore, e permette di adattare la resistenza di radiazione dell'antenna, alla resistenza dal lato del tubo. L'impedenza caratteristica di questo tratto è variabile, variando il diametro del tubo esterno, appunto per poter raggiungere questo scopo. Le esperienze hanno dimostrato che l'adozione di questa linea di trasmissione è vantaggiosa.

Servendosi delle proprietà delle linee di trasmissione, il Darbord ha inoltre progettato un ondametro di molta precisione (1 ‰ per lunghezze d'onda comprese fra 12 e 27 cm) costruito dagli « International Communications Laboratories ». Questo ondametro è costituito da un'antenna ricevente le microonde, collegata ad una coppia termoelettrica mediante una linea di trasmissione, studiata in tal modo da dare un massimo per la corrente nel galvanometro collegato con la termocoppia, quando la lunghezza di un dato tratto della linea è esattamente mezza lunghezza d'onda. *N. C.*

TUBI ELETTRONICI.

H. Kniepkamp — **Gli scostamenti delle caratteristiche dei triodi amplificatori dalla legge $e^{3/2}$.** (T. F. T., marzo 1931, XX, 3, pag. 71-76, con 5 fig.).

Vengono considerate le varie cause degli scostamenti delle caratteristiche dei triodi amplificatori dalla legge $i_a = K e^{3/2}$, dove i_a è la corrente di placca, mentre e è la tensione di controllo (funzione delle tensioni di placca e di griglia). Tali cause sono: la caduta di tensione lungo il filamento; la saturazione; la irregolarità del campo elettrico fra griglia e filamento, dovuta al fatto che la griglia non è una superficie continua; la ripartizione della temperatura sul catodo; la velocità iniziale degli elettroni.

Mantenendo, in ogni caso, per i_a una legge della forma $i_a = K e^{\gamma}$, l'esponente γ varia in funzione di tutte le cause precedentemente indicate; tuttavia, come è ben noto, tende ad assumere il valore 3/2 per e molto grande in confronto alla caduta di tensione lungo il filamento, purchè però resti inferiore al valore corrispondente alla saturazione. *N. C.*

--- CRONACA TECNICA ---

GENERATORI, OSCILLATORI.

Circa i **limiti di stabilità della frequenza di moderni trasmettitori a onde corte,** da una breve comunicazione fatta da G. Vallauri al Congresso Internazionale di Elettricità (Parigi, luglio 1932) si rilevano alcuni dati, che permettono di farsi un'idea sia della precisione e della rapidità con cui, mediante opportune installazioni, si possono effettuare misure di frequenza su emissioni lontane, sia della stabilità di questa frequenza durante il normale funzionamento degli apparati.

Com'è noto, la Società delle Nazioni ha effettuato, d'accordo con la « Radio Suisse », l'impianto di un importante centro radiotelegrafico, chiamato appunto Radio Nations e destinato a collegare direttamente Ginevra con ogni parte del globo. La fornitura fu divisa fra le più note Ditte costruttrici del mondo e comprende quanto di meglio e di più moderno la tecnica è oggi in grado di offrire.

Durante il collaudo alcuni Istituti specializzati furono invitati dalla S. d. N. ad effettuare la misura delle frequenze emesse dai nuovi trasmettitori. A tal fine, durante il servizio regolare della stazione, si sospendeva ad un istante convenuto la manipolazione e si lasciava il tasto abbassato in modo da emettere una lunga « linea », della durata di 5^m. Emissioni di questo genere furono eseguite per parecchi giorni consecutivi della prima decade di giugno.

I risultati più minuti e completi (coi quali del resto concordano nel modo più soddisfacente, entro i limiti delle rispettive approssimazioni, quelli dati da altri Istituti) furono forniti alla S. d. N. dal R. I. E. C. di Livorno, che inviò, fra l'altro, i diagrammi che indicano, istante per istante, il modo di variare della frequenza durante ciascuna delle « linee » di 5^m, emesse dal trasmettitore. Questi valori di frequenza sono espressi fino alle unità o almeno fino alle decine di hertz (approssimazione dell'ordine di $1/10^6$).

Vale la pena di riportare alcune cifre, che si rilevano dai risultati delle misure del R. I. E. C. Esse si riferiscono a tre trasmettitori, due dei quali (*A* e *B*) sono comandati da oscillatore pilota a triodo, laddove il terzo (*C*) è comandato da un piezooscillatore a quarzo. La differenza Δf è quella che intercorre tra il più alto ed il più basso valore della frequenza, che si siano riscontrati in tutta la durata delle esperienze. La variazione $\delta_m f$ è invece la media delle differenze fra valor massimo e minimo, misurati durante una stessa « linea » di 5^m.

Trasmettitore		*A*	*B*	*C*
Frequenza assegnata......		7.443.000	14.464.000	7.797.000
Freq. misurata	massima.	7.445.184	14.463.179	7.791.630
	media ..	7.445.011	14.462.816	7.791.510
	minima .	7.444.873	14.462.517	7.791.422
$\Delta f/f \times 100.000$		4,2	4,6	2,7
$\delta_m f/f \times 100.000$		0,62	0,35	0,13

Di.

IMPIANTI E ACCESSORI TELEFONICI.

Un metodo grafico per determinare il **comportamento agli impulsi dei selettori a due movimenti** è suggerito da C. G. Grant nel fascicolo di aprile 1932 del *P. O. E. E. J.* Conviene esprimere i risultati delle prove a impulsi con un grafico, che permetta di riconoscere i fattori di sicurezza dell'apparecchio nelle varie condizioni di funzionamento. Il metodo più conveniente è quello di provare il selettore tenendo costanti la tensione (tensione minima della batteria centrale) e la velocità o meglio il ritmo degli impulsi (numero di impulsi/minuto), e facendo variare le condizioni della linea e il rapporto d'impulso (che può essere definito esprimendo la durata dell'interruzione in % di quella dell'impulso, od anche in millisecondi, quando sia definito il ritmo degli impulsi). Il diagramma ha l'asse delle ascisse diviso in due parti con lo zero a metà: verso destra sono riportati i valori della resistenza della linea, verso sinistra quelli della conduttanza di dispersione; l'asse delle ordinate rappresenta il rapporto d'impulso. Le curve a tensione costante e a ritmo costante hanno forma chiusa e permettono di ottenere molte utili informazioni con un minimo di prove.

F. Ma.

*

La **centrale automatica di Whitehall** in Londra, aperta il 3 ottobre 1931, raccoglie, a quanto riferisce il fascicolo di gennaio 1932 del *P. O. E. E. J.*, molte linee prima distribuite in altre centrali e serve non solo i Palazzi Reali, ma anche quelli del Parlamento e gli uffici del « Chief Government of the Empire ». La speciale natura degli abbonati si riflette nei particolari dei selettori finali, dei quali 559 sono per centrali secondarie private con gruppi di più che 20 linee, ma nessuno è del tipo ordinario per linee ad abbonato singolo. Tutti i selettori a codice e a numero sono del tipo a 200 uscite, con 20 contatti per livello. In questa centrale i cavi provenienti dalle batterie sono fissati alle sbarre senza saldature, bensì con blocchetti imbullonati, provvisti di una scanalatura semicircolare entro la quale la corda di rame, previamente denudata per una lunghezza di circa 15 cm, resta infilata e compressa contro la sbarra. L'edificio, che fa parte della settecentesca « Harrington House », è destinato ad allogare due centrali direttrici da 10 000 linee; alla data dell'apertura ne erano installate 2288.

F. Ma.

LINEE E CONDUTTURE.

Fra le due colonie del Sud-Est e del Sud-Ovest dell'Australia, separate da enormi distanze e da circa 1600 km di deserto, è stato attivato un **collegamento telefonico e telegrafico a frequenze portanti**, di cui dà notizia il *P. O. E. E. J.* dell'aprile 1932. Il servizio comprende un collegamento telefonico funzionante sulla banda di frequenze 100-3000 hertz, un sistema telegrafico a correnti portanti sulla banda 3300-10 000 e due canali telegrafici duplex a velocità manuale sulla restante banda 0-100. La linea, che prima serviva per tre circuiti telegrafici con ritorno a terra, segue la ferrovia transcontinentale; attraverso il deserto è su pali di ferro, mentre alle estremità fa parte di linee normali. Essa è stata riattata, provvedendo alle opportune trasposizioni dei fili (dei quali per ora solamente due vengono utilizzati) e misurandone le caratteristiche elettriche prima dell'installazione delle stazioni amplificatrici. Sulla lunghezza complessiva di 2711 km fra Perth e Adelaide le stazioni ripetitrici sono nove, comprese le

terminali, e tre di esse sono nel deserto in corrispondenza di piccole stazioni della ferrovia.

Il canale telefonico funziona esclusivamente a frequenza vocale; le frequenze portanti telegrafiche sono separate dalle frequenze vocali ad ogni stazione amplificatrice per mezzo di filtri passa-alto e passa-basso in parallelo. Il canale telefonico funziona normalmente a un equivalente di 12 decibel fra gli estremi (Perth e Adelaide), ma, quando occorre, è collegato per mezzo di ripetitori su cordone, da Adelaide con Melbourne, Sydney e Brisbane (totale circa 5632 km).

Il sistema telegrafico a correnti portanti funziona attualmente con otto canali duplex, usando un gruppo di frequenze comprese fra 3300 e 5500 hertz per la trasmissione in un senso e un gruppo di frequenze comprese fra 6500 e 10 000 hertz per la trasmissione in senso opposto. Alle stazioni amplificatrici intermedie i due gruppi di frequenze sono separati per mezzo di filtri direzionali e poi amplificati separatamente. Attualmente si hanno: un collegamento diretto Perth-Adelaide con sistema Murray quadruplo duplex funzionante a 45 parole per minuto e per braccio, un collegamento diretto Perth-Melbourne e un altro diretto Perth-Sydney (quest'ultimo con ritrasmettitori rotanti ad Adelaide) entrambi con sistema Murray triplo duplex a 45 parole per minuto e per braccio; è anche previsto un collegamento diretto Perth-Brisbane. A ciascuna stazione ripetitrice sono poi installati ripetitori composti duplex, uno per il servizio di origine locale e un altro per un segnale di richiamo agli impiegati nelle ore che non sono di servizio, nel caso che la loro presenza sia necessaria in stazione.

In ogni stazione amplificatrice si hanno due batterie a 24 V per i filamenti e due a 130 V per gli anodi; una batteria è in servizio e una in ricarica. Questa avviene con due generatori, che nelle stazioni desertiche sono azionati da un motore a scoppio. Il livello di trasmissione dei canali telegrafici e telefonici è regolato ogni mattina a tutte le stazioni; per il canale telefonico sono poi talvolta necessarie ulteriori regolazioni del guadagno durante la giornata, perchè la dispersione è soggetta a notevoli variazioni. Per qualche tempo si ebbero difficoltà nel funzionamento dei sistemi multipli Murray, per un particolare tipo di distorsione, cagionata dal sistema rettificatore e risentita soprattutto dall'impulso sincronizzante. Sono state praticamente eliminate con una piccola modificazione nel distributore. *F. Ma.*

✻

Un **cavo krarupizzato per alte frequenze** è descritto da F. E. Nancarrow e H. Stanesby nel fascicolo di gennaio 1932 del *P. O. E. E. J.* E' destinato alle stazioni radioriceventi inglesi del circuito telefonico transatlantico ad onda lunga, e serve a collegare ciascun ricevitore, situato nell'interno degli edifici, con la rispettiva linea aerea, destinata a recargli il segnale raccolto dall'antenna ricevente. Queste linee hanno un'impedenza caratteristica di circa 600 ohm, con un angolo di 0°. Ciascun conduttore del cavo è un filo di rame da circa 1,3 mm, su cui sono avvolti due strati di filo di ferro silicio non ricotto da 0,2 mm di diametro. Su di questi è avvolto ad elica un cordino di carta, che mantiene uno spazio d'aria fra il conduttore e lo strato isolante sovrapposto, formato di due nastri di carta. Il cavo è composto di due conduttori di tal tipo, cordati fra loro e con riempitivi di carta, poi fasciati con sei nastri di carta, di cui l'ultimo metallizzato, e protetti infine da un tubo di piombo di circa 2 mm di spessore. Il diametro esterno del cavo risulta di circa 15 mm.

Le proprietà elettriche del cavo, costruito in due pezzature di circa 1 km, sono state dedotte dalle misure di impedenza a circuito aperto ed in corto circuito. Nell'intervallo di frequenze fra 20 e 100 kilohertz, l'impedenza caratteristica risulta compresa fra 600 e 550 ohm, con un angolo negativo di $0^\circ \div 5^\circ$; la costante di attenuazione cresce da circa 0,11 a circa 1,4 neper/km, essendo di circa $0{,}55 \div 0{,}75$ neper/km alla banda di frequenze $60 \div 70$ kilohertz, entro la quale il cavo è destinato a funzionare. (L'attenuazione del cavo ha poca importanza, perchè esso viene adoperato in lunghezze dell'ordine delle diecine di metri).

Questo tipo di cavo può trovar applicazione anche nei circuiti telefonici a corrente portante; potendo infatti avere impedenza caratteristica eguale a quella delle linee aeree, si presta a sostituire queste negli attraversamenti, senza provocare perdite di trasmissione.

F. Ma.

⁂

Una prova interessante fu fatta recentemente, come riferisce il fascicolo di gennaio 1932 del *P. O. E. E. J.*, sul sistema telegrafico australiano, allo scopo di determinare la **velocità di propagazione dei segnali sopra linee aeree telegrafiche a correnti portanti.** I vari circuiti in servizio fra Perth, Adelaide, Melbourne e Sydney furono collegati in serie in modo da formare una lunghezza complessiva di 58 630 km, con ambedue gli estremi a Melbourne, dove un oscillografo serviva per la misura. Un equipaggio dell'oscillografo era collegato all'estremo trasmittente, un altro all'estremo ricevente e un terzo ad un generatore a 100 Hz per segnare il tempo. Il segnale impiegò in media $0^s{,}710$ a percorrere l'intero circuito, ciò che corrisponde a una velocità di circa 82 600 km/sec. Non tutto il tempo era tuttavia impiegato dal segnale a percorrere la linea ed i ripetitori; un intervallo di circa $0^s{,}312$ si ritiene assorbito dai ritardi dei relais terminali e dal tempo impiegato dall'onda portante a raggiungere lo stato di regime nei circuiti sintonizzati.

F. Ma.

MISURE.

Una **teoria generale del ponte di Wheatstone** dà Thos. Woodhouse nel fascicolo di gennaio 1932 del *P. O. E. E. J.* Chiamando A e B i vertici ai quali fa capo la diagonale della pila, P e Q i due lati che concorrono in A, R ed S i due lati che concorrono in B e sono rispettivamente opposti ai primi, e G la diagonale del galvanometro, si ha (com'è noto) quando il ponte è bilanciato: $RP = QS$. Non è necessario, che il ponte sia bilanciato in tal maniera per calcolare la resistenza di un lato qualsiasi, ovvero quella della diagonale del galvanometro. In base al teorema di Campbell sulla trasformazione da stella a rete, secondo il quale una stella di n raggi in un sistema di conduttori può essere sostituita con una rete di $n(n-1)/2$ lati senza alterare la conduttività dell'intero sistema, si dimostra facilmente la nota proprietà, che la resistenza opposta dal ponte fra i punti A e B alla corrente inviata dalla pila è espressa dalla formula:

$$\frac{G(P+S)(Q+R) + PQ(R+S) + RS(P+Q)}{G(P+Q+R+S) + (P+Q)(R+S)},$$

la quale tende al limite

$$\frac{(P+S)(Q+R)}{P+Q+R+S},$$

quando G diventa sempre più grande, e tende invece a

$$\frac{PQ}{P+Q} + \frac{RS}{R+S},$$

quando G diventa sempre più piccolo. La resistenza del ponte può esser misurata con un voltometro ad alta resistenza derivato fra i punti A e B, ed un milliamperometro inserito nella diagonale della pila; dopo di che si può calcolare con la formula precedente uno qualunque dei cinque valori P, Q, R, S, G, quando siano noti gli altri quattro. *F. Ma.*

PROPAGAZIONE DELLE RADIOONDE.

Circa le **nuove esperienze di Guglielmo Marconi su le microonde** i giornali politici del 14 agosto hanno pubblicato il seguente telegramma, a firma di Guglielmo Marconi, trasmesso da bordo dell'« Elettra » al capo dell'Ufficio Marconi di Roma:

« *Sono lieto di comunicarle che ieri, per mezzo di apparecchi a onde ultra-corte di piccola potenza utilizzanti onde di 57 centimetri e forniti di riflettori portatili, abbiamo potuto comunicare chiaramente tanto radiotelegraficamente quanto radiotelefonicamente da Rocca di Papa a Capo Figari in Sardegna attraverso una distanza di 270 chilometri, presenti i rappresentanti del Ministero delle Comunicazioni. Il risultato è assai importante per la scoperta fatta della possibilità di comunicare mediante le onde ultra-corte anche a distanze maggiori di quelle che risulterebbero teoricamente possibili a causa della curvatura terrestre* ».

L'importanza dei risultati, di cui il telegramma dà cenno in rapidissima sintesi, non sfugge ad alcuno. Essa fa più che mai desiderare la pubblicazione di scritti, che illustrino, per gli studiosi di radiotecnica, le esperienze oltremodo interessanti del grande Inventore italiano. Tali scritti prenderanno certo un posto saliente e memorabile nella sempre più vasta letteratura scientifica e tecnica internazionale.

[*La direzione di* Alta Frequenza *non ha mancato di rivolgersi a S. E. Marconi pregandolo di voler riservare al periodico, che si pubblica sotto il suo alto patrocinio, la primizia di uno studio in materia e S. E. Marconi ha risposto esprimendo la speranza di recare prossimamente alla rivista il contributo desiderato* - n. d. r.]. *Re.*

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

Secondo quanto riferisce la *R. G. E.* del 21 maggio 1932, il sistema di televisione Baird è stato applicato, in seguito a perfezionamenti dovuti a Lyon e Stoganowsky, per la visione contemporanea alle comunicazioni telefoniche. Tale sistema chiamato **visiotelefonia** è stato messo in esercizio, dopo un breve periodo di prova, tra Parigi Lione e Nizza.

La trasmissione bilaterale della immagine richiede due coppie supplementari di conduttori, aventi una frequenza di taglio di 10.000 hertz, tale essendo la frequenza di modulazione delle lampade al neon adoperata in questo sistema. *e. s.*

-- LIBRI E PUBBLICAZIONI --

[MINISTERO DELLA GUERRA]. — *Nozioni di acustica ed applicazioni alla guerra.* — Istituto Poligrafico dello Stato, Roma. — Un volume di 286 pagine, con 184 figure, legato in tela. — Prezzo L. 15.

Il volume si divide in due parti. Nella prima vengono sviluppati, in forma elementare e succinta, i principi generali di acustica; sono esposte le leggi della produzione e della propagazione del suono e descritti i fenomeni di diffrazione, riflessione, rifrazione ed interferenza; sono trattati i principali argomenti di fonometria, di elettroacustica e di acustica fisiologica e musicale.

La seconda parte tratta più particolarmente dei problemi di acustica che interessano le applicazioni all'arte militare. L'importanza di queste ultime si manifestò assai rilevante nel conflitto mondiale, perchè con l'aiuto di esse si possono conseguire interessanti risultati e risolvere svariati problemi.

Fra le questioni più notevoli, che hanno dato luogo a numerosi lavori teorici e sperimentali, è lo studio del rumore di sparo di una arma da fuoco, dal quale si possono trarre utili elementi sia per la determinazione delle proprietà balistiche dell'arma, sia per l'indivuazione di batterie nemiche.

Un secondo problema di grande interesse è quello dello studio dei rumori degli aereoplani per trarre elementi che servano ad individuare la loro posizione in tempo nebbioso e di notte. Numerosi apparecchi di ascolto sono stati escogitati a questo scopo; di essi vengono riportate nel testo particolareggiate descrizioni, insieme con norme ed avvertenze per l'uso corretto dei singoli dispositivi.

Un altro problema, che interessa particolarmente la marina mercantile e militare, è quello dello studio dei rumori subacquei e degli scandagli acustici ed ultraacustici; per i quali ultimi si sono utilizzati con grande successo i fenomeni piezoelettrici.

Questi tre problemi sono forse quelli che, essendo stati affrontati con maggior larghezza di mezzi, e probabilmente anche per la loro stessa natura, hanno condotto alle soluzioni più eleganti e soddisfacenti.

Nel volume sono poi trattati alcuni altri problemi di non minore importanza, che non hanno ancora avuto una soluzione definitiva e del tutto soddisfacente: tali sono la determinazione acustica dell'altezza di un velivolo, le comunicazioni acustiche fra velivolo e terra, l'ascolto attraverso il terreno, l'aggiustamento acustico del tiro.

Dal vasto complesso dei problemi presi in esame il lettore può valutare, quale importanza abbiano assunto ormai anche nel campo militare le applicazioni dell'acustica, e quali sviluppi possa ripromettersi questo ramo della fisica grazie all'utilizzazione dei grandi progressi compiuti negli ultimi anni in tutti i rami affini ed in particolare in quello delle applicazioni elettriche alla telefonia ed alla radiotecnica.

Il libro non interessa soltanto chi si occupa particolarmente di problemi di tecnica militare, ma riesce di facile ed utile lettura per una

più vasta cerchia di lettori ed indica importanti problemi, verso i quali gioverà si rivolga l'attenzione degli studiosi e dei ricercatori.

Dato il carattere elementare e pratico della pubblicazione non viene dato sviluppo a calcoli e non si accenna a questioni scientifiche di carattere particolarmente elevato. Alcune leggere sviste, specialmente nel capitolo dell'elettroacustica, e qualche inesattezza nella definizione di unità potranno essere corrette in una prossima edizione, come è giustamente accennato nella prefazione stessa del libro, la quale porta la firma del Maggiore di Artiglieria prof. Arciero Bernini.

G. Sac.

*

E. ALBERTI. — *Braunsche Kathodenstrahlröhren und ihre Anwendung.* — J. Springer, Berlin, 1932. — Un volume di 214 pagine, con 158 figure. — Prezzo R. M. 21, legato R. M. 22,50.

Questo libro dà un'ottima idea delle molteplici questioni, legate a quel prezioso mezzo di ricerca che è l'oscillografo a raggi catodici. Non v'è dubbio che ad alcune applicazioni di esso siano dovuti i progressi più significativi ed importanti, finora compiuti nello studio dei fenomeni elettrici rapidamente variabili.

La prima parte del libro costituisce un accurato quadro dello sviluppo cronologico dell'apparecchio; seguono due capitoli nei quali vengono esaminate le basi fisiche, su cui l'apparecchio stesso si fonda, e le svariate realizzazioni tecniche delle quali esso è suscettibile. Sono chiaramente esposti i problemi che, pur essendo secondari nel quadro generale, assumono per contro la più grande importanza pratica, quale quello della concentrazione del fascio di raggi catodici e l'altro della riduzione dell'annerimento del materiale sensibile, allorquando il fascio di elettroni è nella sua posizione « di riposo ».

Le questioni inerenti alla registrazione fotografica, le più delicate senza dubbio, sono illustrate nel IV, V e VI capitolo, tutti ben aggiornati e ricchi di chiare figure dimostrative. Nell'ultimo (VII) capitolo sono descritte alcune delle più importanti applicazioni dell'oscillografo a raggi catodici. Il volume si chiude con un'ampia bibliografia.

Veste tipografica eccellente sotto ogni aspetto.

*

G. W. STEWART a. R. B. LINDSAY. — *Acoustics - A text on Theory and Applications.* — Chapman a. Hall, London, 1931. — Un volume di 358 pagine, con 143 figure, legato in tela. — Prezzo 5 dollari.

L'opera, del cui valore è garanzia il nome degli AA. potrebbe intitolarsi « *Principî scientifici di acustica applicata* ». Dalle nozioni fisiche sulla essenza del suono conduce alle più moderne applicazioni tecniche; e, piuttosto che particolari pratici su di queste, vuol fornire la via pel processo scientifico, che consente di giungere ad esse rigorosamente. Le trattazioni matematiche vi sono stringate, molte teorie semplicemente accennate; ma abbondanti richiami bibliografici riportano sempre alle fonti originali. Allo studioso poi si offrono alla fine di ciascun capitolo temi di esercizi e problemi, che vertono sulla materia trattata, la applicano e la estendono.

Nel volume si possono distinguere due parti; l'una risulta dai primi cinque capitoli ed ha carattere di introduzione alle applicazioni, l'altra contiene un esame e uno studio più specifico di queste. Mentre la lettura organica della prima è necessaria per il passaggio logico alla seconda, i vari capitoli successivi possono venir abbordati

ciascuno per suo conto, senza bisogno del transito attraverso i precedenti. Ciò rende il libro comodo per chi vuole occuparsi di un singolo ramo della tecnica acustica; e ne semplifica l'impiego di consultazione, facilitato a sua volta da un abbondante indice alfabetico.

Il gruppo dei primi cinque capitoli tratta delle onde sonore; ne studia la teoria fondamentale, le proprietà, l'influenza degli elementi acustici, la trasmissione con particolare riguardo alle variazioni di sezione, ai cambiamenti del mezzo, alle derivazioni. Già nello svolgere ciascuno di questi soggetti non si tralasciano gli spunti per entrare nelle applicazioni; così vi si parla dei sistemi per trasmettere energia con le onde soniche, dei portavoce, degli stetoscopi. Ma è sopra tutto nella seconda parte che vengono affrontati gli argomenti tecnici; ed è perciò che dei capitoli successivi al quinto si vuol dare qui più ampia referenza.

Nel capitolo VI il calcolo di impedenze acustiche distribuite, come quelle di tubi e corni, introduce allo studio dell'amplificazione ottenibile da questi ultimi; dei quali, dopo il cilindrico e il conico, si considerano l'esponenziale, l'iperbolico e il parabolico. L'importanza, che la questione degli accoppiamenti acustici presenta per i corni, conduce poi alla trattazione degli accoppiamenti stessi e dei meccanico-acustici. Di questi, un esempio di analisi della riproduzione fonografica pone in vista i vantaggi di istituire, in certi casi, analogia fra sistemi meccanico-acustici e reti elettriche; tali vantaggi, piuttosto che nella pura trattazione matematica o nella interpretazione fisica, si esplicano attraverso la maggior disinvoltura con cui oggi si sanno affrontare i problemi elettrici.

Il capitolo VII tratta dei filtri acustici; il cui studio, originariamente introdotto da uno dei due AA (lo Stewart), fu suggerito dalla teoria dei filtri elettrici e costituisce esempio di un campo di ricerche esplorato per analogia con un ramo di scienza diversa, anzichè per osservazione diretta dei fenomeni ad esso relativi. Alla teoria dei filtri, ordinariamente ottenuti da *linee acustiche* di tubi con diramazioni ed appendici, seguono il calcolo dei filtri passa-basso passa-alto e passa-banda, e le norme per la loro costruzione. Si fa anche cenno dei filtri che utilizzano mezzi liquidi e solidi; interessanti, i primi per le segnalazioni subacquee, i secondi per il comportamento di alcune membrature di apparecchi acustici (altoparlanti, rilevatori fonografici, ecc.).

Strumenti e metodi di misura formano l'oggetto del capitolo VIII. Vi si descrivono e discutono anzitutto procedimenti elettrici, acustici e d'altro tipo, per la valutazione dell'impedenza acustica; seguono i metodi di risonanza e di paragone per la misura dell'intensità sonora, e infine quelli per l'indagine delle pressioni. Vengono poi presi in esame i microfoni a condensatore ed a nastro, e il moderno altoparlante a cono, premettendosi alla trattazione di quest'ultimo la teoria delle membrane e dei diaframmi vibranti. Circa l'efficienza dei generatori di suono, si espongono la definizione, un cenno di sistemi per ricavarla, esempi di valori ottenuti nella pratica.

L'acustica fisiologica è brevemente trattata nel capitolo IX, facendovisi largo richiamo a testi ed a fonti diverse. Vi si riportano accenni alla natura ed all'energia dei suoni nel linguaggio, ai limiti della udibilità, alla valutazione delle sensazioni, alla composizione dei toni. Vengono riferite in modo succinto le teorie dell'audizione e discussi con maggiore ampiezza gli effetti biauricolari.

La trasmissione subacquea dei suoni e i relativi metodi di segnalazione occupano il capitolo X, il più esteso dell'opera; e giustamente, chè tali metodi sono i più vantaggiosi fra tutti per le comunicazioni sottomarine. Considerazioni circa il mare come mezzo acustico, circa la

portata dei suoni in esso, e circa la trasmissione al passaggio a e da l'acqua, precedono lo studio teorico delle sorgenti sonore (sfera, piastra vibrante) e la descrizione pratica dei generatori elettromagnetici di suono a basse frequenze (dell'ordine delle acustiche). Vari motivi però consigliano come preferibile l'impiego di frequenze maggiori e conducono al campo dei supersuoni (di 50.000 hertz ad esempio); di questi si analizzano la generazione con oscillatori piezoelettrici e la radiazione. Dei ricevitori vengono studiati i puramente acustici, come il *tubo di Broca*, e gli elettroacustici; fra le cui quattro categorie (microfoni a carbone, elettromagnetici, elettrodinamici, a condensatore) la prima, e più promettente, è fatta oggetto di analisi e discussione. Vien poi affrontato il problema di determinare la direzione onde proviene il suono; lo si risolve traendo profitto dalle proprietà dell'audizione biauricolare, e si ricorre perciò a coppie di ricevitori, portate da sostegni a rotazione o, più modernamente, collegate da condotti acustici di compensazione, combinate ancora, eventualmente, in sistemi multipli. Il rilievo della profondità del mare mediante l'eco è l'ultima delle applicazioni subacquee prese in esame.

Dell'acustica architettonica il capitolo XI tratta anzitutto la riverberazione negli ambienti, riportandone leggi, metodi per la determinazione, criteri per l'assegnazione del valore ottimo. Dopo un cenno ai materiali assorbenti ed alla sistemazione acustica dei locali, vien delineato lo svolgersi della trasmissione sonora attraverso pareti e solai. Il comportamento degli ambienti per i suoni impulsivi richiede che se ne chiarisca la differenza dal comportamento per i suoni continui; si parla poi dei rumori dovuti alle macchine e dei mezzi disponibili per la loro prevenzione.

Un riassunto dei principali fenomeni interessanti l'acustica atmosferica apre il capitolo XII che è tutto dedicato a questo ultimo argomento; oltre numerosi richiami a materia già esposta nella prima parte dell'opera, si passano qui in rapida rassegna i miraggi acustici, le zone di silenzio, i suoni di origine meteorologica e quelli *eolii*. La teoria generale della propagazione attraverso l'atmosfera introduce alle applicazioni relative al percorso del suono nell'aria; vi occorre il computo delle varie correzioni da apportare alla direzione apparente di provenienza da una sorgente aerea. Si riferiscono poi notizie pratiche inerenti alla localizzazione terrestre delle bocche da fuoco, aerea dei velivoli.

Concludono il volume varie appendici, con tabelle di elementi acustici di corpi e di materiali, trattazioni matematiche dallo sviluppo esteso, svolgimenti di casi particolari. *P. L.*

*

R. ROTHE, F. OLLENDORFF u. K. POHLHAUSEN. — *Funktionentheorie und ihre Anwendung in der Technik.* — J. Springer, Berlin, 1931. — Un volume di 173 pagine, con 108 figure, legato. — Prezzo R. M. 16.

Sei matematici si sono divisi il compito della compilazione di quest'opera.

La prima parte, essenzialmente teorica e di gran lunga la più importante, è dovuta al Rothe. Essa raccoglie, in forma non troppo difficile, alcune questioni di matematica superiore che ricorrono assai spesso nei problemi della fisica e, particolarmente, della elettrotecnica. Vengono studiate le funzioni di variabile complessa e quindi le funzioni coniugate (armoniche a due variabili), che immediatamente ne discendono. E' questo uno dei metodi più fecondi per lo studio, nel piano,

delle funzioni che soddisfano all'equazione di Laplace e che possono per es. rappresentare le linee equipotenziali e le linee di flusso di un campo elettrostatico. Di queste funzioni di variabile complessa vengono considerate la derivazione, l'integrazione, lo sviluppo in serie di potenze, i punti singolari. La trattazione è completata dall'esame di alcune questioni particolari, quali gli operatori di Heaviside e la trasformazione conforme.

Nella seconda parte sono raccolte le applicazioni, in numero non troppo esteso e con scelta non sempre molto felice. I facili problemi relativi ai campi elettrostatici e magnetici dovuti a cariche distribuite uniformemente su di una retta o su rette parallele, sono esposti dallo Schottky. Il Pohlhausen studia invece la distribuzione della corrente di un fluido in un campo a due dimensioni, con speciale riguardo alle applicazioni aerotecniche (studio del profilo delle ali). Il Weber si occupa del campo in prossimità degli spigoli, riportando il classico problema del condensatore a spigoli affacciati e la applicazione del Rogowski allo spinterometro. L'Ollendorff tratta dei fenomeni transitori elettrici e termici e, infine, il Noether applica le funzioni di variabile complessa alla propagazione delle onde elettromagnetiche.

Elegante la presentazione tipografica.

✻

E. J. BERG. — *Rechnung mit Operatoren nach Oliver Heaviside - Ihre Anwendung in Technik und Physik.* — R. Oldenbourg, Berlin u. München, 1932. — Un volume di 188 pagine, con 63 figure. — Prezzo R. M. 10, legato R. M. 12.

Traduzione tedesca dell'opera del Berg sugli operatori di Heaviside, cioè sulla così detta differenziazione simbolica. E' noto che da qualche anno, per merito sopratutto del Carson e del Berg, il calcolo simbolico di Heaviside è stato studiato a fondo ed i suoi sviluppi sono stati messi alla portata non del solo matematico specialista, ma anche dell'ingegnere. Il volume del Berg ha appunto uno spiccato carattere di volgarizzazione, perchè mira a spiegare con notevole semplicità il principio su cui il metodo si basa e le applicazioni tecniche cui si presta.

Ampie ed interessantissime le notizie storiche sulla vita e sulle opere dell'Heaviside. Ottima la presentazione tipografica.

✻

U. HOEPLI. — *Biblioteca Scientifico-Politecnica Internazionale.* — U. Hoepli, Milano, 1932. — Un volume di 528 pagine. — Prezzo L. 10.

Sotto questo titolo l'editore Ulrico Hoepli pubblica una bibliografia delle opere italiane e straniere sulle scienze esatte e dell'ingegnere, sulle arti applicate, le tecnologie e le scienze agrarie ed economiche, edite dal 1926 al 1931. Il volume è compilato in modo simile a quello precedente e ben noto, pubblicato dallo stesso editore, che riguardava la bibliografia degli anni 1905-1915.

Le opere sono disposte in ordine di materia e di ciascuna è dato il nome dell'A, il titolo per esteso, l'anno di pubblicazione, il numero delle pagine e delle figure e il prezzo. Delle opere principali è dato anche un breve riassunto.

Gli studiosi e i tecnici, che sanno quanto tempo costino in molti casi le ricerche bibliografiche e quanto sia utile poter rintracciare sollecitamente i dati di riferimento di cui si ha bisogno, apprezzeranno senza dubbio questa pubblicazione.

— — — BREVETTI — — —

Impianto multiplo per il rilievo della direzione di suoni subacquei od aerei.

Brevetto ital. n. 290015 (Elektroakustik G.m.b.H., Kiel). - Patente dal 3-6-1930. - Pubblicato il 5-11-1931. - Diritto di priorità dal 4-6-1929.

Il ritrovato permette di controllare, sia la messa a punto dell'apparecchio indicatore, sia l'impressione sonora ricevuta, nella sua tonalità ed entità, oltre che dall'operatore principale, anche da più persone che si trovino distanti dalla cabina di scandaglio, evitandosi così i ritardi nelle comunicazioni e gli errori dovuti all'impressione soggettiva dell'operatore principale addetto allo scandaglio.

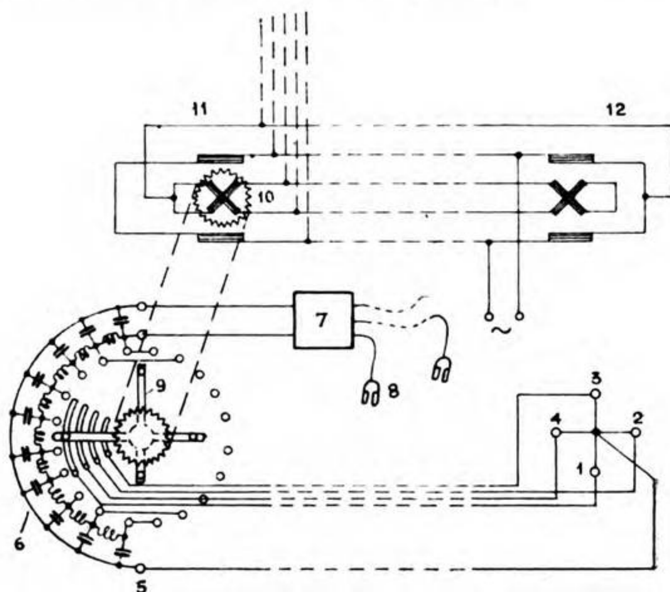


Fig. 1.

A tale scopo, i ricevitori di suono (semplici o multipli) 1, 2, 3, 4, come ad esempio è rappresentato in fig. 1, sono connessi all'indicatore principale di compensazione 5. La catena 6 degli elementi (linea ritardatrice) è connessa all'amplificatore 7, cui si allacciano i telefoni 8 d'ascolto, oppure gli indicatori di volume di suono, dei vari posti di osservazione, così principale come secondari. La crociera 9 gire-

vole, che connette i ricevitori alla catena di elementi, porta una ruota dentata, la quale, per mezzo di una trasmissione a catena, comunica il movimento all'equipaggio mobile 10 del trasmettitore 11 di indicazioni a distanza. Quest'ultimo è connesso in parallelo con i vari indicatori a distanza 12, sistemati nei posti secondari di osservazione. Gli indicatori, nell'esempio rappresentato in figura, sono del tipo elettrodinamico, comandati a corrente alternata. *M. S.*

Diaframma acustico.

Brevetto ital. n. 290643 (The Gramophone Co. Ltd., Hayes Middlesex). - Patente dal 25-3-1930. - Pubblicato il 25-11-1931. - Diritto di priorità dal 20-6-1929.

Il ritrovato concerne un diaframma acustico, di materiale non metallico, ottenuto tutto di un pezzo e dotato di una parte conica 1 (fig. 1), di una parte piana circolare 2, che serve da fondo, e di una parte cilindrica 9 di raccordo. Il diaframma può essere ad esempio costruito con bucherame; dopo avergli data la forma, lo si può rendere imper-

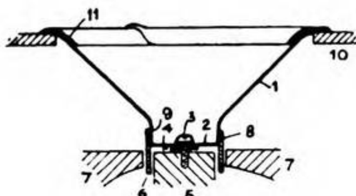


Fig. 1.

meabile, ad esempio con vernice all'alluminio. Esso viene collegato, per mezzo della vite 3 e renella 4, col polo cilindrico 5. Nell'interferro circolare 6, tra il polo 5 ed il polo anulare 7, è allogata la bobina 8 percorsa dalle correnti di frequenza acustica .La bobina stessa è introdotta e mantenuta aderente sulla corta parte cilindrica 9 del diaframma. L'orlo del cono 1 è appoggiato al setto 10 e trattenuto a posto da varie striscie 11, ad esempio di velluto, incollate al setto.

M. S.

Stadio rivelatore a tetrodo.

Brevetto italiano n. 290861 (Radio Frequency Laboratories Inc., Boston). - Patente dal 23-6-1930. - Pubblicato il 1-12-1931. - Diritto di priorità dal 20-7-1929.

Com'è noto, il tubo elettronico a due griglie, di cui una di comando e l'altra di schermo, si presta male a rettificare le oscillazioni, specie se modulate. Da un lato, coll'aumentare della tensione oscillatoria applicata alla griglia di controllo, ben presto si raggiunge una condizione di sovraccarico, oltre la quale la tensione all'uscita del rettificatore cade rapidamente a valori bassissimi. Questo fatto è dovuto alla progressiva diminuzione di tensione all'anodo col crescere della tensione oscillatoria applicata alla griglia di controllo : al limite di sovraccarico la tensione applicata all'anodo diventa inferiore alla tensione della

griglia schermo. D'altro lato la caratteristica di rettificazione è tale da introdurre distorsioni di ampiezza nei segnali rettificati.

Secondo il ritrovato, tali inconvenienti vengono eliminati introducendo nel circuito di alimentazione della griglia schermo una resistenza *R* : allora, man mano che la corrente rettificata anodica cresce, aumenta pure la corrente attraversante la resistenza *R* (fig. 1), co-

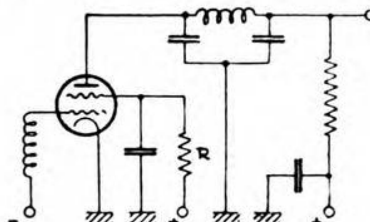


Fig. 1.

sicchè la tensione applicata alla griglia schermo diminuisce di pari passo colla tensione agente sull'anodo. A parità di tensioni di alimentazione, il punto di sovraccarico viene in definitiva notevolmente allontanato, mentre la caratteristica si modifica così da offrire un buon campo di funzionamento, privo di distorsioni in ampiezza dei segnali rettificati. *M. S.*

Sincronizzazione di trasmissioni televisive di pellicole cinematografiche ed analoghe.

Brevetto italiano n. 291080 (Baird John Logie & Television Ltd., Londra). - Patente dal 14-7-1930. - Pubblicato il 7-12-1931. - Diritto di priorità dal 17-7-1929.

Il ritrovato concerne un dispositivo di sincronizzazione per le trasmissioni televisive di pellicole cinematografiche od analoghe, per mezzo del quale si evita di dover trasmettere, oltre ai segnali televisivi, anche speciali segnali di sincronizzazione. Osservando che le velocità, con cui si esplorano le pellicole, sono fisse e ben determinate (16-20-24 quadri al secondo), si può, per la sincronizzazione, sfruttare la stessa « frequenza di striscia di esplorazione », cioè il numero di linee di esplorazione tracciate in un secondo dall'apparecchio, frequenza definita dalla velocità del disco di esplorazione e dal numero di fori od obiettivi in esso contenuti. Alla ricezione, la corrispondente bassa frequenza viene introdotta in uno speciale apparecchio di sincronizzazione, calettato sullo stesso asse, che porta il disco di ricomposizione delle immagini ed il motore principale di comando, già regolato approssimativamente alla giusta velocità : l'apparecchio di sincronizzazione fornisce solamente la quota parte di potenza che è sufficiente per la completa sincronizzazione.

Esso è essenzialmente costituito da un rotore e da uno statore. Il rotore è foggiato a forma di disco di materiale magnetico, portante alla periferia denti ed intagli. Il numero di denti può essere un multiplo od un sottomultiplo del numero di fori del disco di ricomposizione (o anche del numero di specchi, se si usa il tamburo a specchi). I denti terminano perifericamente con uno spessore minimo. Lo sta-

tore è costituito da una carcassa di materiale magnetico, portante un numero pari di poli sporgenti verso l'interno, magnetizzati da bobine percorse dalla frequenza di sincronizzazione. I poli terminano verso l'interferro, di valore minimo, in strette sporgenze, larghe quanto le estremità esterne dei denti del rotore. Lo statore non è assolutamente fisso: esso può rotare di piccoli angoli intorno allo stesso asse del rotore, per mezzo di un dispositivo comandato a manopola; si ottiene così la messa in fase della ricezione. Questo dispositivo di messa in fase è corredato anche di un freno, ad esempio costituito da un bottone premente sull'asse del rotore, per ottenere, colla diminuzione della velocità dell'asse principale, una preventiva regolazione di fase.

Per azionare l'apparecchio di sincronizzazione si prevede opportunamente la seguente disposizione dei circuiti di bassa frequenza alla ricezione: l'uscita a bassa frequenza del ricevitore viene portata in parallelo su due distinti stadi amplificatori a tubi elettronici, uno dei quali contiene nel circuito anodico il dispositivo di modulazione elettro-luminosa, mentre il secondo porta inseriti nel circuito anodico gli avvolgimenti statorici del dispositivo di sincronizzazione.

M. S.

Trasmettitore per onda corta.

Brevetto italiano n. 291112 (C. Lorenz A. G., Berlino). - Patente dal 23-7-1930. - Pubblicato il 9-12-1931. - Diritto di priorità dal 27-7-1929 (1).

Sono note le gravi difficoltà che si presentano nella costruzione di stadi per l'amplificazione ad alta potenza di oscillazioni elettriche di frequenza altissima. Usando il noto schema simmetrico, occorre da un lato cercare di limitare al minimo indispensabile le connessioni (se-

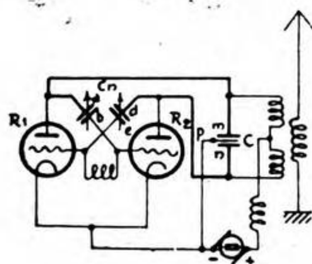


Fig. 1.

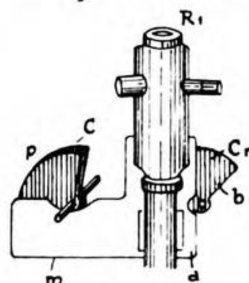


Fig. 2.

gnate in carattere più marcato in fig. 1) fra gli anodi ed il circuito oscillante, e rispettivamente fra gli anodi ed i condensatori di neutralizzazione, mentre d'altra parte è necessario mantenere anche una rigorosa simmetria costruttiva dello stadio rispetto alla massa.

Utilizzando tubi elettronici, refrigerati a liquido, le varie condizioni possono, secondo il ritrovato, venir senz'altro soddisfatte, semplicemente disponendo l'insieme come è rappresentato in fig. 2. Le

(1) Corrispondente al brevetto germanico n. 515690, Cl. 21 a 4, Gr. 9, patente dal 28-7-1929, pubblicato il 9-1-1931.

armature *m* del condensatore *C* ed *a* del condensatore C_n sono foggiate a blocco unico di armature fisse, rigidamente ed immediatamente congiunte col cilindro anodico del tubo elettronico R_1 ; *p* e *b* sono le armature mobili dei condensatori *C* e C_n. Simmetricamente al blocco fisso di armature *m* — *a* si dispone il secondo blocco di armature fisse *n* — *d* (non disegnate in figura), rigidamente connesse col cilindro anodico del tubo R_2. *M. S.*

Oscillatore per onde cortissime.

Brevetto ital. n. 291340 (Dott. A. Esau, Jena). - Patente dal 21-7-1930. - Pubblicato il 15-12-1931. - Diritto di priorità dal 25-7-1929 (1).

Sono note le enormi difficoltà che si incontrano, quando si vogliano ottenere buoni rendimenti e notevoli potenze da oscillatori per elevatissime frequenze, costituiti sia da uno o più tubi elettronici in parallelo, sia da due tubi, oscillanti in controfase.

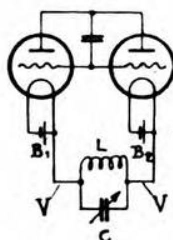


Fig. 1.

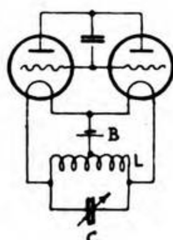


Fig. 2.

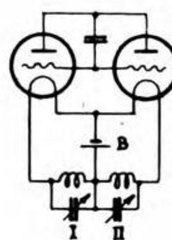


Fig. 3.

Secondo il ritrovato, un grande miglioramento — fino al quintuplo — si ottiene impiegando il noto schema a due tubi elettronici oscillanti in controfase e disponendo nella connessione *V*, di unione fra i due filamenti, un circuito oscillante sintonizzabile *C L*. I due filamenti possono essere alimentati con due separate sorgenti (fig. 1), oppure con una sorgente *B* sola (fig. 2), connessa al centro del circuito oscillante. Questo può anche essere scisso in due circuiti *I* e *II* (fig. 3), disposti in serie con i filamenti dei tubi. *M. S.*

Circuiti equilibratori di linee telefoniche.

Brevetto ital. n. 291352 (Telefonaktiebolaget L. M. Ericsson, Stoccolma). - Patente dal 3-7-1930. - Pubblicato il 15-12-1931. - Diritto di priorità dal 5-7-1929.

Si conoscono due sistemi di equilibramento di linee pupinizzate per i collegamenti con apparecchiature ripetitrici od analoghe: o la linea viene controbilanciata mediante un'impedenza complessa, che equilibri l'impedenza caratteristica della linea abbastanza bene per tutte le frequenze utili, oppure l'impedenza caratteristica complessa della linea viene preventivamente trasformata, mediante una linea

(1) Corrispondente al brevetto germanico n. 515727, Cl. 21 a 4, Gr. 9, patente dal 26-7-1929, pubblicato il 22-10-1930.

artificiale addizionale, in una pura resistenza ohmica, la quale potrà allora essere controbilanciata da una pura resistenza di equilibramento.

Il ritrovato in esame offre un nuovo sistema a ponte, col quale si può ottenere praticamente un equilibramento più perfetto per la vasta gamma delle frequenze utili. Esso offre inoltre due vantaggi: anzitutto gli elementi del ponte possono essere scelti e regolati in modo, che tutto il dispositivo presenti all'entrata la stessa impedenza della linea, e con ciò si evitano le riflessioni di energia; secondariamente la funzione di equilibramento può essere assolta da una pura resistenza ohmica.

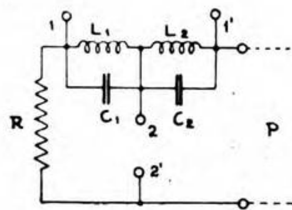


Fig. 1.

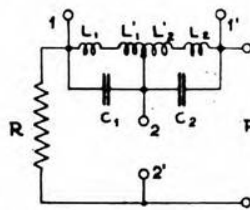


Fig. 2.

Ad esempio la linea P è collegata colla resistenza R di equilibramento secondo lo schema di fig. 1, mentre gli altri due lati del ponte sono costituiti da due induttanze L_1, L_2, reciprocamente uguali, aventi in derivazione i due condensatori C_1 e C_2. Alla diagonale $1 - 1'$ del ponte è connesso il circuito anodico di uscita dell'amplificatore di trasmissione, mentre all'altra diagonale $2 - 2'$ del ponte è connesso il circuito iniziale di griglia dell'amplificatore di ricezione.

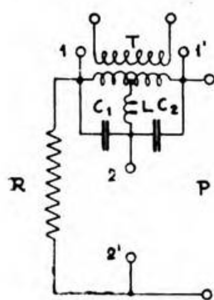


Fig. 3.

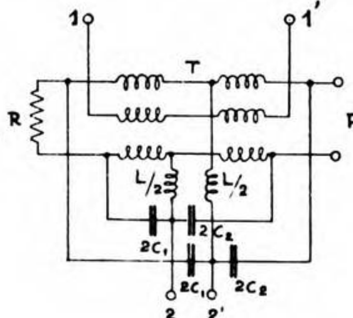


Fig. 4.

Il comportamento elettrico del circuito non varia se alle induttanze L_1, L_2 si aggiungono in serie le induttanze L_1', L_2' (fig. 2), purchè queste ultime siano uguali e magneticamente accoppiate. Il circuito può essere ulteriormente modificato rimpiazzando le induttanze L_1, L_2 coll'induttanza unica L (fig. 3) comune ai due circuiti del ponte. Il circuito anodico dell'amplificatore di trasmissione si può connettere alla diagonale del ponte mediante il trasformatore T, anzichè direttamente ai morsetti $1 - 1'$. In tal caso il trasformatore T

deve essere differenziale e gli avvolgimenti secondari costituiscono senz'altro le induttanze L_1', L_2' dei due lati del ponte.

Si può anche simmetrizzare il trasformatore T rispetto alla linea: basta disporre il circuito come in fig. 4, dove l'induttanza L è conseguentemente suddivisa nelle due metà $L/2$, ed i condensatori C_1, C_2 sono sostituiti dai due gruppi di condensatori di doppia capacità $2\,C_1$, $2\,C_2$.

Riferendoci alla fig. 3, il rapporto tra le impedenze dei due lati del ponte, contenenti l'induttanza L ed i condensatori C_1, C_2, vale:

$$k = \frac{1 - \omega^2\, 2\, L\, C_1}{1 - \omega^2\, 2\, L\, C_2}.$$

Tale rapporto deve essere reso pari al rapporto R/Z tra la resistenza R di equilibramento e l'impedenza caratteristica Z della linea. Se la linea P ha l'induttanza l e la capacità c per unità di lunghezza, per l'equilibramento dovrà essere $R = \sqrt{l/c}$ e conseguentemente, per tutte le frequenze utili, il rapporto k dovrà valere:

$$k = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}},$$

dove ω_0 è la pulsazione corrispondente alla frequenza limite della linea pupinizzata. Quest'ultima relazione non può essere rigorosamente soddisfatta sempre per tutti i valori delle frequenze utili; ma si ricava, che lo è abbastanza bene quando si attribuiscano ai condensatori C_1, C_2 i seguenti valori di capacità:

$$C_1 = \frac{1}{8\, L\, \omega_0^2} \quad , \quad C_2 = \frac{3}{8\, L\, \omega_0^2}.$$

Per altri proporzionamenti l'equilibramento è meno efficace nel campo delle frequenze utili.

Inoltre il valore dell'induttanza L può essere scelto così, che tutto il dispositivo presenti all'entrata la stessa impedenza della linea: rimangono in tal modo evitate, come già si è detto, le riflessioni di energia all'entrata del dispositivo, e quindi le perdite, produzioni di eco e diminuzioni di comprensibilità. *M. S.*

Cavo sottomarino per telegrafia a corrente portante.

Brevetto ital. n. 291439 (Norddeutsche Seekabelwerke A. G., Nordenham a.d.W.). - Patente dal 31-5-1930. - Pubblicato il 17-12-1931. - Diritto di priorità dal 1-6-1929.

E' noto, come l'impiego della guttaperca e della balata permetta di isolare i conduttori di un cavo sottomarino in modo del tutto soddisfacente alle esigenze della telegrafia normale. Questi cavi non si adattano per altro alla telegrafia a corrente portante, per effetto delle gravi correnti dispersive di capacità.

Il ritrovato prevede allo scopo l'impiego del « tjipetir » quale sostanza da usare per l'isolamento dei conduttori. Questo materiale ha una costante dielettrica di 2,4 e presenta la singolare proprietà di mantenere costante il valore dell'angolo di perdita capacitiva col crescere della frequenza; inoltre, per frequenze molto elevate, l'angolo riesce assai inferiore a quello relativo, a pari frequenza, alla balata od alle miscele di guttaperca. Il « tjipetir » può essere usato da solo oppure in unione colle varie qualità di guttaperca già note.

M. S.

Trasmissione televisiva di pellicole cinematografiche con registrazione sonora od analoghe.

Brevetto italiano n. 291481 (Radio Corporation of America, New York). - Patente dal 18-7-1930. - Pubblicato il 18-12-1931. - Diritto di priorità dal 19-7-1929.

E' noto, come la migliore visione di pellicole cinematografiche si ottenga proiettandole con la velocità normale di 24 quadri al secondo. Nella trasmissione televisiva della pellicola conviene però abbassare la velocità per non aumentare troppo la larghezza della gamma delle frequenze trasmesse. Se però la pellicola contiene pure

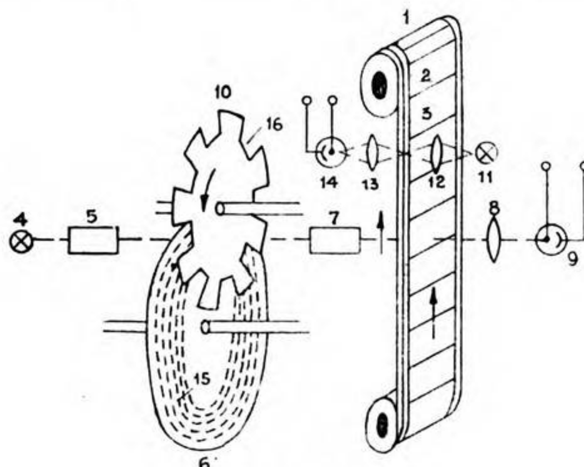


Fig. 1.

una registrazione sonora, quest'ultima deve essere esplorata con la sua giusta velocità: diversamente, ad ogni abbassamento della velocità di esplorazione, corrisponde una diminuzione di frequenza, cioè una diminuzione della tonalità dei suoni trasmessi.

Il ritrovato in oggetto provvede alla contemporanea trasmissione delle due registrazioni, visiva e fonica, impresse sulla stessa pellicola, permettendo una riduzione della velocità nella trasmissione visiva rispetto alla velocità della trasmissione fonica.

A tale scopo la pellicola 1 viene fatta avanzare con movimento

continuo alla esatta velocità, secondo la quale essa dovrebbe essere proiettata, ad esempio a quella corrispondente a 24 quadri al secondo. Contemporaneamente viene posto in rotazione il disco di esplorazione 6 (fig. 1), con una velocità corrispondente all'esplorazione ad esempio di 20 quadri al secondo. Il disco porta una serie di fori ed obiettivi disposti su diverse spirali 15, ad esempio cinque, via via più prossime all'asse. Ciascuna spirale comprende esattamente un giro, ed il suo passo è fissato così da corrispondere, nell'esplorazione, esattamente all'altezza di un quadro della pellicola. Questa viene esplorata da un pennello luminoso, proveniente dalla sorgente 4; il flusso luminoso, modulato dai quadri 2 della pellicola, colpisce la cellula fotoelettrica 9, provocando il sorgere di impulsi elettrici atti a modulare il radiotrasmettitore. Gli obiettivi 5, 7 ed 8 focalizzano il pennello di luce successivamente sul disco di esplorazione, sulla pellicola e sulla cellula fotoelettrica. Sincronicamente col disco di esplorazione gira l'otturatore a disco 10, dotato di intagli 16; questi sono larghi perifericamente quanto un foro nel disco esploratore, e sono separati da pieni la cui larghezza periferica uguaglia l'altezza dell'intera fascia forata. La velocità di rotazione dell'otturatore è tale che mentre il disco di esplorazione fa un giro, un intaglio dell'otturatore si sposta verso l'alto di una misura pari al passo delle spirali 15. In tal modo l'otturatore stesso permette il passaggio del pennello luminoso attraverso un solo foro, e ciò successivamente ad una spirale per volta.

E' chiaro, che con tale sistema il pennello di luce esplorante i quadri 2 della pellicola si sposta verso l'alto con una velocità di quattro quadri al secondo, mentre come si è detto, la pellicola avanza nello stesso senso con velocità di 24 quadri al secondo: l'esplorazione è quindi effettuata colla velocità relativa di 20 quadri al secondo. Inoltre il raggio luminoso uscente dall'ultimo foro dell'ultima spirale più esterna viene immediatamente susseguito, per effetto della rotazione dell'otturatore, dal raggio luminoso uscente dal primo foro della prima spirale più interna: corrispondentemente sulla pellicola il pennello luminoso di esplorazione salta più in basso di una quantità esattamente eguale all'altezza di un quadro. L'esclusione di un quadro su cinque trasmessi non apporta comunque dannose influenze alla chiarezza della visione.

Contemporaneamente la striscia 3 della registrazione sonora è separatamente esplorata, alla giusta velocità, da un pennello luminoso, emanato dalla sorgente 11, il quale, attraversati gli obiettivi 12 e 13 che opportunamente lo focalizzano, colpisce in definitiva la cellula fotoelettrica 14 generando le correnti di frequenza acustica. La trasmissione fonica può essere incanalata su una radiotrasmissione distinta, oppure anche sulla stessa radiotrasmissione modulata dai segnali televisivi: basta in tal caso allogare la trasmissione fonica ai margini delle bande della modulazione visiva. *M. S.*

Trasmissione televisiva di pellicole cinematografiche od analoghe.

Brevetto italiano n. 291482 (Radio Corporation of America, New York). - Patente dal 18-7-1930. - Pubblicato il 18-12-1931. - Diritto di priorità dal 19-7-1929.

Nelle trasmissioni televisive di pellicole cinematografiche od analoghe, impiegando i mezzi di esplorazione finora noti, vengono pure esplorate e quindi trasmesse le linee o la linea di delimitazione fra

i consecutivi quadri della pellicola, e ciò apporta una notevole diminuzione della chiarezza nella ricezione.

L'inconveniente viene eliminato col ritrovato in oggetto. La pellicola *P* (fig. 1) è fatta avanzare con movimento continuo uniforme, e sincronicamente è posto in rotazione l'organo di esplorazione, qui preferibilmente costituito da un disco *D* a fori od obiettivi, disposti lungo un giro di spirale. La distanza *d* (fig. 2) fra i due fori estremi corrisponde, nell'esplorazione, esattamente allo spessore della linea o delle linee di delimitazione dei quadri registrati sulla pellicola. Il numero dei fori disposti sul disco, e la velocità del disco stesso, sono commisurati così da far descrivere al disco di esplorazione esattamente un giro, mentre sulla pellicola si compie l'esplorazione di un

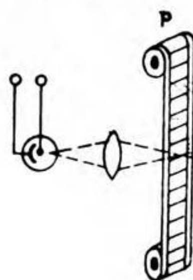


Fig. 1.

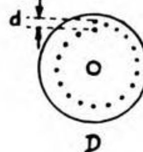


Fig. 2.

quadro completo, linea o linee di delimitazione fra i quadri escluse. Nel passaggio del raggio luminoso dall'ultimo foro più prossimo all'asse, al primo foro più esterno, il pennello di luce incidente sulla pellicola salta esattamente la linea o le linee di delimitazione fra i quadri. Il dispositivo può essere corredato da una maschera *M*, la quale evita che vengano trasmesse anche le zone laterali della pellicola, dove sono disposti i fori per l'avanzamento ed eventualmente la striscia della registrazione sonora. *M. S.*

Trasmissione simultanea di telegrafia e telefonia su cavi sottomarini.

Brevetto italiano n. 291652 (International Communications Laboratories Inc., New York). - Patente dal 31-7-1930. - Pubblicato il 22-12-1931.

Gravi difficoltà tecniche s'incontrano, quando si vogliano incanalare sugli stessi conduttori di un cavo sottomarino, contemporanee trasmissioni telegrafiche e telefoniche. Anzitutto gli impulsi di corrente continua, particolarmente intensi sul primo tratto di cavo, possono provocare una saturazione del materiale magnetico, che carica induttivamente i conduttori: ne deriva una variazione dell'induttanza e quindi delle costanti di propagazione, con conseguente distorsione ed attenuazione delle frequenze foniche. Inoltre, per effetto della non linearità della caratteristica magnetica, sia del materiale di carico, sia di quello dei filtri iniziali, le correnti telegrafiche possono dar luogo ad armoniche, la cui frequenza può rientrare nella gamma acustica e disturbare quindi per interferenza la trasmissione telefonica.

Tali inconvenienti vengono eliminati, secondo il ritrovato, introducendo fra la stazione di trasmissione — e rispettivamente fra la

stazione di ricezione — ed il cavo sottomarino normale, opportuni tratti di cavo speciale, costituiti in modo da offrire canali separati alle trasmissioni telegrafiche ed a quelle telefoniche, senza che avvengano dannose riflessioni di energia nei punti di giunzione.

Ad esempio in fig. 1 sono rappresentate le apparecchiature 1 telegrafiche e 2 telefoniche, provviste le prime di filtri di bassa frequenza, e le seconde di filtri di alta frequenza, atte al servizio unidirezionale, oppure al servizio in duplex. Le apparecchiature sono connesse alle sezioni terminali di sponda *A, B,* a loro volta giuntate al

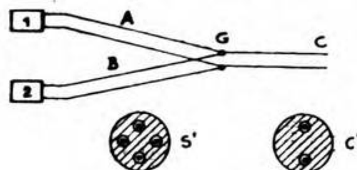


Fig. 1.

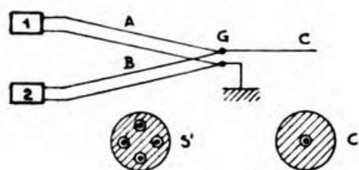


Fig. 2.

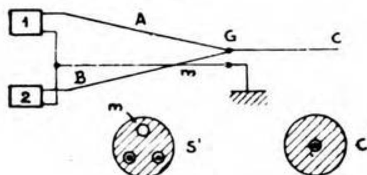


Fig. 3.

cavo di fondo C nel punto G. Il cavo di fondo consta di due conduttori separatamente isolati e caricati, circondati da una guaina comune, come si vede nella sezione C'. I quattro conduttori del tratto di sponda sono riuniti in un unico cavo (sezione S'), separatamente caricati ed isolati, e circondati poi da una guaina comune.

Nella fig. 2, il cavo di fondo C consta di un unico conduttore caricato in modo continuo. Due dei conduttori del tratto di sponda sono allora messi a mare in corrispondenza del giunto G. Quando il cavo di fondo sia costituito da un unico conduttore, come nel caso precedente, il tratto di sponda può anche essere formato da tre conduttori, come si vede in fig. 3: il conduttore comune m, messo a mare in prossimità del giunto G, non viene allora caricato; ad esso sono connessi in parallelo un morsetto dell'apparecchiatura telegrafica ed un morsetto dell'apparecchiatura telefonica. *M. S.*

Eliminazione di inconvenienti della diafonia nei circuiti per telefonia a distanza.

Brevetto italiano n. 291660 (Siemens & Halske A. G., Berlino). - Patente dal 12-8-1930. - Pubblicato il 22-12-1931. - Diritto di priorità dal 23-8-1929.

E' noto, come sia estremamente difficile eliminare del tutto la diafonia nei circuiti telefonici a grande distanza, specie se sono impiegate coppie virtuali anzichè reali. La diafonia dà luogo a due gravi inconvenienti: anzitutto le correnti diafoniche disturbano gravemente le conversazioni, quando la attenuazione di diafonia sia inferiore a 6,5 neper; in secondo luogo la segretezza assoluta delle conversazioni può essere veramente assicurata, solo se l'attenuazione di diafonia raggiunge il valore di 10 neper, ed in casi speciali quello di $12 \div 13$ neper. Gl'inconvenienti sono particolarmente gravi, se i terminali del circuito sono provvisti di apparecchiature a forte amplificazione.

Il ritrovato in esame provvede a mantenere la segretezza delle conversazioni, anche se l'attenuazione di diafonia vale appena 6,5 neper: basta, secondo l'invenzione, trasformare le correnti diafoniche in rumori inintelligibili, oppure basta sovrapporre alle correnti diafoniche intelligibili un rumore artificialmente creato. In quest'ultimo caso l'ampiezza del rumore può essere dell'ordine della metà o di un terzo delle correnti diafoniche, cosicchè il livello di disturbo non si eleva apprezzabilmente.

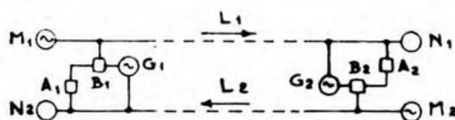


Fig. 1.

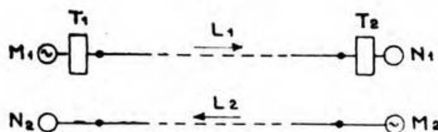


Fig. 2.

Nello schema in fig. 1 è adoperato il sistema a produzione di rumore. Questo viene introdotto sulle linee L_2, L_1 dai generatori G_1, G_2. La propagazione delle correnti utili avviene da sinistra a destra nella linea L_1 e da destra verso sinistra nella linea L_2. L'ascoltatore N_2 percepirà, oltre alle correnti diafoniche generate dalla linea L_1, anche il rumore prodotto da G_1. E' opportuno che nei momenti di conversazione utile il generatore G_1 venga posto fuori funzionamento, e che inoltre il livello energetico dei rumori sia regolato in funzione dell'intensità delle correnti diafoniche: tutto ciò si ottiene mediante noti dispositivi a relais meccanici, o a tubi elettronici, di bloccaggio e di regolazione, schematicamente indicati con A_1, B_1. Analoghi dispositivi saranno applicati al generatore G_2.

La trasformazione di parole e di suoni in rumori inintelligibili si ottiene assai facilmente ad esempio mediante una trasposizione

dello spettro delle frequenze: se si modula una frequenza portante con la gamma delle oscillazioni acustiche costituenti la parola, ne deriva una composizione di frequenze comprendente, oltre all'onda portante, una banda superiore diretta ed una inferiore invertita. Quest'ultima è del tutto inintelligibile. Se la frequenza portante è scelta al limite delle frequenze che la linea è capace di trasmettere, si otterrà dunque un doppio vantaggio: anzitutto l'inintelligibilità, secondariamente la riduzione dei disturbi, perchè l'orecchio umano è via via meno sensibile alle frequenze superiori a circa 1000 hertz.

Nell'esempio rappresentato in fig. 2 la linea L_1 è provvista di un « trasformatore di frequenza » del tipo ora precisato, T_1, disposto all'inizio. Un secondo « trasformatore di frequenza », T_2, effettua, al termine della linea, una trasposizione di gamma esattamente inversa alla trasposizione effettuata da T_1. La linea L_2 non è invece affatto provvista di siffatti trasformatori. Le frequenze utili alla conversazione, generate in M_1, vengono trasposte e rese inintelligibili in T_1; l'ascoltatore N_1 le percepisce ugualmente bene in virtù della ritrasposizione effettuata da T_2. Le correnti utili di conversazione, propagantisi in L_2, e raccolte per diafonia dalla linea L_1, non sono intelligibili all'ascoltatore N_1, perchè trasposte una volta sola dal trasformatore di frequenza T_2. Le correnti di L_1, raccolte per diafonia da L_2, a loro volta, come si è già detto, sono inintelligibili.

Particolari applicazioni ha questo ritrovato nei casi in cui, su un cavo a più coppie, vengano trasmessi programmi radiofonici, i quali, com'è noto, debbono essere fortemente amplificati sia per essere trasmessi, sia per essere riprodotti. *M. S.*

Sistema antifading.

Brevetto ital. n. 291858 (Telefunken G. f. d. T., Berlino). - Patente dal 22-8-1930. - Pubblicato il 28-12-1931. - Diritto di priorità dal 15-10-1929.

Nei noti sistemi antifading viene riportata sulla griglia di uno o più stadi di amplificazione ad alta o media frequenza, una polarizzazione negativa supplementare, ottenuta ai capi di una resistenza

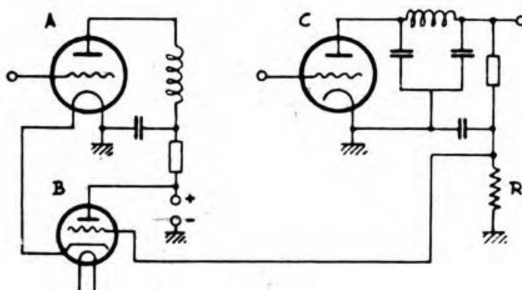


Fig. 1.

percorsa dalla corrente rettificata, il cui valore varia in funzione dell'intensità del segnale ricevuto. Affinchè gli stadi di alta o di media frequenza possano offrire amplificazioni variabili con la polarizzazione di griglia, occorre che essi funzionino sulla parte curva della carat-

teristica. Conseguentemente le amplificazioni devono essere contenute entro limiti assai modesti. Inoltre si possono produrre distorsioni non lineari.

Tale inconveniente viene eliminato facendo agire il noto sistema antifading sull'accensione dello stadio comandato, anzichè sulla sua polarizzazione di griglia. Ad esempio (fig. 1), la tensione negativa, variabile in funzione dell'intensità dei segnali, ed ottenuta ai morsetti della resistenza *R* attraversata dalla corrente media rettificata dal triodo *C*, è riportata alla griglia del tubo elettronico dello stadio di comando *B*. Si impiega qui preferibilmente un triodo dotato di catodo ad accensione indiretta. Lo spazio anodo-catodo del tubo è messo in serie col filamento dello stadio amplificatore comandato *A*: la corrente anodica in *B* è contemporaneamente corrente di accensione in *A*. Il complesso è facilmente regolabile in modo che, pur variando entro vasti limiti l'emissione elettronica del filamento del tubo elettronico *A*, questo sia sempre portato a funzionare in corrispondenza delle parti rettilinee delle caratteristiche. Si evita così ogni distorsione nell'amplificazione, la quale può ora assumere valori assai elevati. Il triodo dello stadio *B* si può sostituire con un magnetron, oppure anche con un relais meccanico.

M. S.

-- NUOVI APPARECCHI --

Macchina automatica per il servizio telefonico dell'ora esatta.

(costruita per la Società Telefonica Tirrena dalle Officine Cipriani e Baccani & C. - Firenze)

Il servizio telefonico estende continuamente le sue applicazioni per soddisfare nuove esigenze degli abbonati, i quali, se un tempo si accontentavano di poter comunicare fra loro e con gli uffici pubblici, oggi invece domandano al telefono numerosi altri servizi, quali ad esempio la sveglia al mattino, la chiamata di un'automobile pubblica, la prenotazione di un posto al teatro, la sorveglianza delle comunicazioni che possano pervenire per l'abbonato assente, la comunicazione delle ultime notizie sportive, l'orario dei treni e dei musei, le notizie meteorologiche, il bollettino di Borsa, l'ora esatta e via dicendo.

Lo sviluppo di questi servizi speciali ha anzi assunto negli ultimi tempi proporzioni notevolissime: basti ad esempio osservare che la comunicazione delle notizie sportive dà luogo in generale nelle poche ore di un pomeriggio domenicale a diecine di migliaia di domande da parte degli appassionati.

Ma il servizio, che ha sorpassato nel proprio sviluppo ogni previsione, è quello della comunicazione dell'ora esatta, per il quale nel solo mese di agosto 1932, nella rete di Roma, si sono dovute soddisfare oltre due milioni e mezzo di domande. Per svolgere un così forte traffico a mezzo di comunicazioni telefoniche normali sarebbero occorse non meno di una dozzina di telefoniste e, poichè questo servizio viene dalla Società Telefonica Tirrena, esercente la rete di Roma, reso gratuitamente, si comprende quale grave onere ne sarebbe derivato all'esercizio. La Società fu quindi indotta a studiare un mezzo più economico e come primo passo cominciò col centralizzare la trasmissione dell'ora, affidandola ad un'unica operatrice, la quale ogni 10″ enunciava l'ora esatta davanti ad un microfono; questo, a mezzo di un sistema amplificatore, alimentava un complesso di linee alle quali ogni abbonato si poteva collegare combinando col disco il numero 051.

La disposizione è rappresentata nello schema della fig. 1 e si può descrivere come segue. Ogni 10″ l'operatrice addetta al servizio enuncia con voce chiara davanti al microfono M l'ora ed i minuti, segnati da un cronometro, per esempio «*ore dieci e trentadue*»; dal microfono la trasmissione telefonica passa ad un sistema di due amplificatori Z_1 o Z_2, sostituibili l'uno all'altro, per potere garantire la continuità del servizio in caso di riparazioni. All'amplificatore segue il circuito di emissione, costituito da una serie di bobine traslatrici, i cui primari sono alimentati in serie dal circuito eccitatore; i secondari invece sono connessi alle linee di collegamento automatico (n° 051), con le quali vengono posti in comunicazione gli abbonati che richiedono l'ora. Per opera di un semplice meccanismo si chiudono, per 1″ e periodicamente di 10″ in 10″, i contatti A^1 e A^2, che inseriscono

sulla linea di trasmissione il noto segnale acustico di centrale libera, per dare avviso della enunciazione dell'ora; dopo ciò si chiude il con-

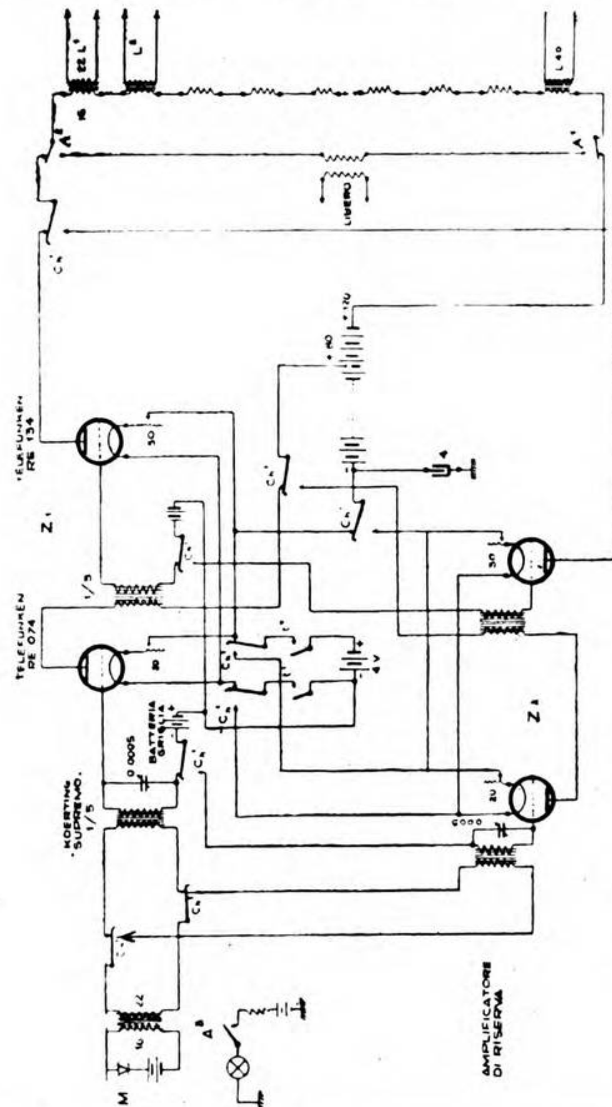


Fig. 1. — Dispositivo di amplificazione per il servizio telefonico circolare dell'ora.

tatto A^3, che fa accendere davanti all'operatrice un segnale luminoso, indicando così il momento esatto, in cui deve avere luogo la enunciazione stessa.

La disposizione precedente impose la risoluzione di vari problemi

pratici: fra gli altri, di quello di impedire, che un abbonato male intenzionato, dopo avere combinato il n° 051 ed essersi collegato ad una delle linee di emissione dell'ora, potesse disturbare, parlando nel microfono, gli altri abbonati contemporaneamente collegati alle altre linee, i cui primari delle bobine traslatrici sono connessi in serie. Per ottenere questo risultato, si ricorse alla interruzione dei circuiti primari di emissione durante i periodi di pausa fra le successive indicazioni dell'ora.

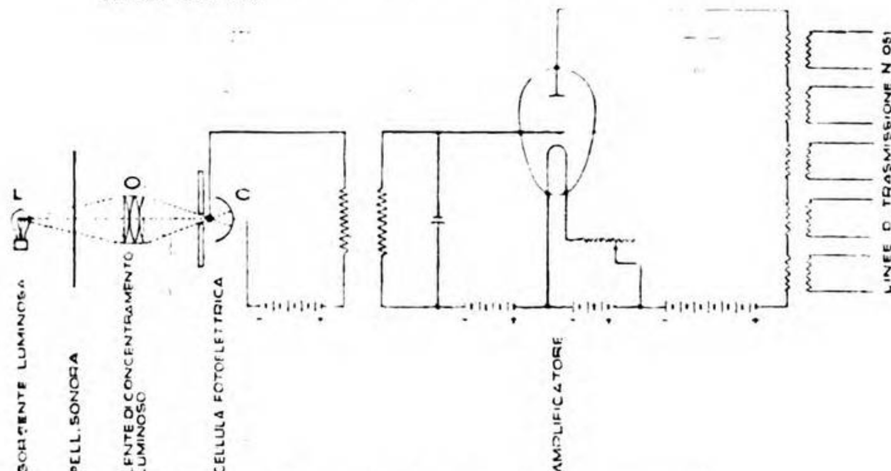


Fig. 2. — Dispositivo foto-elettro-fonico per il servizio automatico dell'ora.

Sopra tutto fu però messa in evidenza la opportunità di studiare una macchina fonica, che potesse sostituire anche l'unica telefonista rimasta in servizio per la trasmissione dell'ora. E questo risultato è stato assai bene raggiunto, ricorrendo ad una applicazione delle cellule fotoelettriche (fig. 2), analoga a quella che s'impiega nella cinematografia sonora. Una lampada eccitatrice *L* illumina una pellicola opportunamente impressionata, la quale scorre davanti ad un apparato ottico *O*. Attraverso di esso viene eccitata la cellula fotoelettrica *C*, e questa attiva il complesso amplificatore e trasmettitore dell'ora già prima descritto.

Tale trasmissione fotofonica non consente di impiegare praticamente un sistema identico a quello della cinematografia sonora, perchè la lunghezza della pellicola necessaria per il servizio continuativo durante le 24 ore sarebbe enorme ed enorme il suo consumo. Tale difficoltà è stata superata, scomponendo la pellicola in 24 strisce per le ore, ed in 60 strisce per i minuti, e disponendo questi due sistemi di strisce su di un cilindro di vetro rotante, entro il quale sta la lampada eccitatrice *L*; questa, per trasparenza, eccita la cellula. Sotto il comando di un orologio di controllo il sistema fotoelettrico si sposta davanti alle strisce di un passo, di ora in ora per il servizio orario e di minuto in minuto per il servizio dei minuti; siccome il cilindro che porta le strisce compie un giro intiero ogni 2″, così periodicamente con detto intervallo viene ripetuta l'enunciazione dell'ora e dei minuti. Alla fine di ogni ora la trasmissione dei minuti ricomincia da zero e alla mezzanotte di ogni giorno la serie delle ore viene

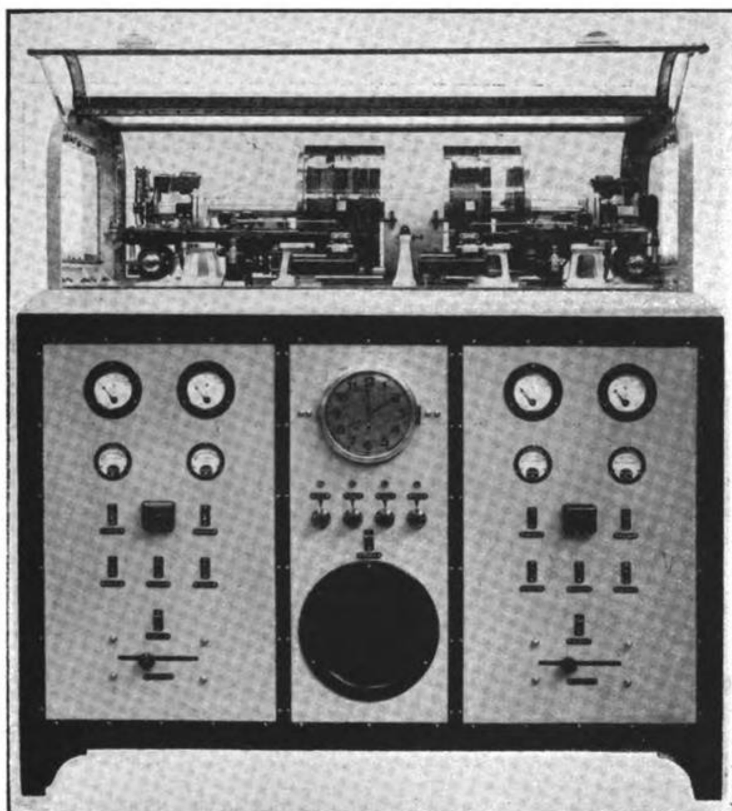


Fig. 3. — Apparato trasmettitore automatico per il servizio dell'ora.

riportata al suo punto iniziale, ottenendosi ciò con accorgimenti meccanici assai semplici, che non è il caso di descrivere.

La circonferenza del cilindro, su cui sono distese le strisce, è di circa 90 centimetri e tale sviluppo corrisponde alla lunghezza di pellicola necessaria per una buona dizione dell'ora e dei minuti. Il movimento del cilindro e tutti i comandi della macchina, compresi quelli dell'orologio di controllo, sono alimentati dalla corrente elettrica, cosicchè la trasmissione dell'ora si compie in maniera completamente automatica, con continuità di giorno e di notte e con la massima precisione.

La macchina usata nella rete di Roma, che è rappresentata nella fig. 3, è stata costruita integralmente in Italia su brevetto Marzi; macchine simili sono attualmente in costruzione presso le stesse officine nazionali per le reti di Genova, Firenze e Livorno. Questo accenno è tanto più opportuno, in quanto si è parlato da varie parti in Italia di qualche macchina del genere attivata all'estero, laddove nulla o quasi si è detto della macchina costruita da noi ed in funzione nella rete telefonica di Roma da più mesi. *T. T.*

-- INFORMAZIONI E NOTIZIE --

R. Istituto Sperimentale delle Comunicazioni (Sez. P. T. T.). — L'Istituto esplica la sua attività tecnica mediante quattro Reparti, il primo dei quali si occupa più specificatamente delle trasmissioni telegrafiche e telefoniche, il secondo della radiotelegrafia, il terzo della telefonia, il quarto della telegrafia e delle questioni meccaniche in generale.

Oltre all'attività tecnica, l'Istituto esplica anche un'attività didattica mediante la Scuola Superiore di Telegrafia e Telefonia ad esso aggregata, mediante Corsi d'istruzione media e mediante pubblicazioni varie.

L'attività svolta in questi ultimi tempi dai quattro Reparti si può così riassumere:

1°) Nel campo delle trasmissioni telegrafiche e telefoniche sono state esaminate questioni tecniche e scientifiche riguardanti il miglioramento delle trasmissioni stesse, la protezione delle linee t. t. contro i disturbi provocati dalle linee di trazione e di trasporto d'energia, le corrosioni elettrolitiche delle guaine di piombo dei cavi t. t. sotterrati ed altri problemi affini.

Sono stati esaminati diversi progetti di nuovi impianti e di nuovi dispositivi ed apparecchi t. t., sono state eseguite misure sulla efficacia degli apparecchi telefonici d'abbonato, impiegando speciali apparecchiature e campioni opportunamente tarati e forniti dallo S. F. E. R. T. (*Système Fondamental Européen de Référence pour la Transmission Téléphonique*).

Sono stati infine eseguiti studi ed esperimenti sulla trasmissione delle correnti alternate a frequenza telefonica nei lunghi cavi sottomarini, allo scopo di raccogliere elementi tecnici per la costruzione del cavo telegrafico e telefonico sottomarino collegante la Sardegna al Continente. Tale collegamento, che consente di attivare oltre alla comunicazione telefonica anche due comunicazioni telegrafiche in duplice a mezzo di correnti vettrici, è già stato realizzato dalla industria nazionale e successivamente collaudato e messo in servizio.

2°) Il Reparto radiotelegrafico, comprendente un ufficio tecnico-amministrativo e una stazione trasmittente sperimentale ad onde medie, con annesso un laboratorio radiotecnico, si è dedicato principalmente alla misura delle frequenze, per la quale è stato disposto un complesso stabile di taratura col metodo di moltiplicazione. E' in avanzato studio un progetto di trasformazione e perfezionamento di detto complesso, allo scopo di conseguire stabilmente nelle misure una precisione dell'ordine di 1 su 10[illegible].

Il nuovo impianto avrà come campione fondamentale di frequenza un diapason elinvar a temperatura stabilizzata, la cui frequenza sarà continuamente controllata in rapporto a un pendolo astronomico.

Parallelamente alle misure assolute di frequenza il laboratorio radiofonico ha eseguito studi ed esperienze sulle onde ultracorte, mi-

sure di campo delle principali stazioni radiofoniche europee in collaborazione coll'Istituto Radiotelegrafico del Genio Militare, esperienze di emissioni radiofoniche mediante la stazione sperimentale da 5 kW con frequenza di 240 kilohertz (onda di 1250 m) in collaborazione con l'E. I. A. R., allo scopo di esaminare le possibilità di utilizzazione di tale ordine di frequenze nel programma di sviluppo dei servizi di radiodiffusione.

Inoltre il laboratorio r. t. ha allestito durante gli anni scolastici 1931 e 1932 numerose esperienze di carattere didattico per il corso di misure radiotecniche della Scuola Superiore, ed ha eseguiti numerosi collaudi di apparecchi trasmittenti, di ricevitori, di ondametri, di cuffie telefoniche e, fuori sede, dei nuovi impianti di stazioni trasmittenti radiotelegrafiche e radiotelefoniche di Coltano, Fiumicino, Trieste, Bolzano e Firenze.

A tali lavori sperimentali devesi aggiungere l'attività dell'Ufficio studi, esplicata nella preparazione dei rapporti sulle questioni tecniche proposte dal C.C.I.R. (*Comitato Consultivo Internazionale Radiotelegrafico*) per le riunioni di Copenhaghen (1931) e Lisbona (1933); in particolare i rapporti sugli ondametri, sulla precisione delle indicazioni della lista delle frequenze, sui disturbi industriali alle ricezioni radiofoniche, sulle onde modulate, sulle emissioni di onde campionate e così via.

Si sono poi esaminate per conto del Comitato Radiotelegrafico del Consiglio Nazionale delle Ricerche alcune proposte di invenzioni, di cui una è stata presa in considerazione per un esame più approfondito.

3°) Nel campo telefonico sono stati ultimati gli studi preparatori inerenti alla rete telefonica in cavi sotterrati dell'Italia meridionale, così che la Società appaltatrice ha potuto iniziare i lavori di costruzione della rete stessa, i quali, sotto la sorveglianza tecnica dell'Istituto, hanno ricevuto recentemente notevole impulso. La rete sarà costituita da una tratta Napoli-Salerno-Atena-Bari e da un'altra tratta che, staccandosi dalla precedente ad Atena, si spingerà fino a Reggio Calabria, toccando Cosenza e Catanzaro.

La rete si allaccerà poi mediante tre cavi sottomarini alla rete Siciliana, la cui costruzione sarà prossimamente iniziata. Partendo dalla costa orientale essa si estenderà fino a Palermo con diramazioni per Messina, Catania, Enna e Caltanissetta. A Napoli, Salerno, Atena, Potenza, Gravina, Bari, Lagonegro, Castrovillari, Cosenza, Tiriolo, Vibo Valentia, Palmi, Reggio Calabria, Mili, Catania, Raddusa, Caltanissetta, Caltavuturo e Palermo saranno impiantate stazioni amplificatrici. La rete consentirà a tutti i centri delle Regioni meridionali di ben corrispondere con ogni altro centro italiano ed estero.

4°) Il Reparto telegrafico e meccanico, oltre a sopraintendere alla Officina Telegrafica Centrale aggregata all'Istituto ed incaricata di eseguire tutte le riparazioni radicali degli apparati telegrafici in uso e dei relativi accessori, nonchè di realizzare nuovi dispositivi ed apparecchi per misure e collaudi, ha eseguito numerosi altri lavori. Tra i più importanti citiamo: il collaudo di larghe partite di apparecchi e materiali telegrafici acquistati dall'Amministrazione postale e telegrafica, da altre Amministrazioni statali e da Enti privati; lo studio di diversi progetti di impianti interni di posta pneumatica e di trasportatori meccanici; l'esame di numerosi progetti di attraversamenti e parallelismi fra linee a correnti deboli e linee a correnti forti; il progetto di tipi speciali di sostegni in ferro ed in cemento armato per linee t. t.; ed infine l'esame ed il collaudo di numerose macchine bollatrici, affrancatrici, addizionatrici e calcolatrici per conto del Servizio postale e dei Servizi amministrativi.

*

Nuovo piano quinquennale russo per le radiocomunicazioni. — Come riferisce brevemente l'*E. F. D.* del gennaio 1932, la radio ha in Russia il grave compito di supplire anche alla mancanza della rete di comunicazioni su fili, la quale non può essere rapidamente attuata nel senso necessario allo sviluppo del piano quinquennale. Perciò è prevista una rete di collegamenti telegrafici-telefonici, che costerà 65 milioni di rubli e che comprende:

1°) il collegamento radiotelegrafico-telefonico dal centro dell'Unione Sovietica (Mosca) alle più importanti città dell'estero compresa l'America;

2°) le linee principali interne, che uniscono la capitale ai centri delle grandi circoscrizioni, fornendo loro il collegamento con le più importanti linee internazionali;

3°) i collegamenti secondari, che nella Russia europea verranno completati dalle linee su fili e nella Russia asiatica impiegheranno onde corte.

Dovrà essere studiata sperimentalmente la lunghezza d'onda più favorevole, e in certa misura i collegamenti con e senza fili dovranno fondersi in uno per evitare disturbi. Per i collegamenti principali sono previsti 40 trasmettitori ad onda corta da 15 o 20 kW distribuiti nei dieci principali centri dell'Unione Sovietica (fra cui — oltre Mosca — anche Leningrado e Charchow posséderanno collegamenti proprii con l'Europa e la Siberia, permettendo di estendere il traffico internazionale verso la Cina, il Giappone e l'Afganistan); altri 20 trasmettitori da 15 kW saranno distribuiti in 17 centri minori. I collegamenti a media distanza avverranno su onda lunga, utilizzando trasmettitori da 10 kW; su di essi sarà applicata la trasmissione delle immagini. Anche il traffico nelle singole circoscrizioni è previsto in gran parte per via radio, con trasmettitori telegrafici-telefonici: ad onde corte, da 1 kW, nell'interno delle provincie, ad onde ultracorte, da $5 \div 10$ W, nell'interno dei circondari. Questi collegamenti, che dovevano esser pronti per il 1931, sono coperti ora solo fino al 45 % dato il gran numero di apparecchi necessari (1000 sono i trasmettitori a onde corte che occorrono).

Le comunicazioni coi mezzi di trasporto marittimi ed aerei sono state anch'esse prese in considerazione, e un piano a parte è previsto per le ferrovie. *F. Ma.*

Vol. I - N. 3 Settembre 1932-X

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

On décrit deux nouveaux procédés pour la modulation de la lumière, émise par une électrode incandescente.

Suivant la première méthode la température du filament, et par suite son rayonnement lumineux, sont modifiés à la suite des variations d'intensité du bombardement électronique, auquel le filament est soumis en agissant comme anode dans une lampe à trois électrodes.

Suivant l'autre méthode la variation du rayonnement lumineux est obtenue en contrôlant l'intensité avec laquelle les électrons s'évaporent du filament, lorsque celui-ci agit comme cathode d'une triode.

On considère la possibilité d'obtenir une bonne modulation de la lumière, même sur des fréquences supérieures à 10^4 *hertz, en employant des films métalliques très minces, supportés par des matériaux thermiquement isolants.*

On établit les équations, qui représentent le fonctionnement d'un récepteur téléphonique couplé à un résonateur. On montre, soit du point de vue théorique, soit au moyen de recherches expérimentales, qu'on peut utiliser ces équations pour en déduire de nouvelles méthodes de mesure, par lesquelles on détermine aisément les paramètres caractéristiques d'un téléphone, aussi bien que les deux composantes de l'impédance acoustique, opposée par une matière donnée aux ondes sonores.

On décrit un appareil (appelé radiomètre) pour la mesure absolue de l'amplitude d'une onde sonore ou ultrasonore dans l'air. Le rayonnement d'énergie ultrasonore est produit au moyen d'un cristal piézoélectrique de quartz et on étudie la distribution de cette énergie dans l'espace avant et après réflexion sur une paroi de nature donnée.

L'allure du diagramme qui représente la distribution de l'énergie après réflexion depend de la nature de la paroi et diffère de l'allure du diagramme de l'énergie incidente, en ce qu'elle est plus aplatie que celle-ci et correspond à une moindre quantité totale d'énergie. Par conséquant il y a lieu de considérer soit un phénomène de diffusion, soit un phénomène d'absorption, produits par la paroi réfléchissante.

On compare enfin le radiomètre avec les autres moyens de mesure absolue de l'intensité des sons et des ultrasons et on discute l'importance relative des erreurs, auxquelles ces mesures sont sujettes.

On établit théoriquement et on essaye expérimentalement une formule simple pour le calcul des pertes dans les tôles magnétiques aux fréquences téléphoniques. On montre que le décrément δ = R/2 f L *d'une bobine d'inductance de type donné à noyau ferromagnétique présente un minimum par rapport aux variations soit de la fréquence* f, *soit de l'inductance* L *(dans le cas où cette dernière variation est obtenue en changeant la largeur d'un entrefer, qui fait partie du circuit magnétique). Ces déductions, confirmées par l'expérience, permettent d'établir une méthode pour le calcul des bobines d'inductance en relation avec la bande de fréquence, dans laquelle elles doivent être employées. Le procédé de calcul proposé est illustré par des applications numériques.*

On expose les raisons pour lesquelles il est nécessaire, dans l'enregistrement et la réproduction des sons, de réduire dans des limites données les variations de la puissance fournie par le microphone au circuit électrique.

On décrit un amplificateur autorégulateur (dont l'amplification est variable en fonction de la puissance d'entrée) et on présente les courbes caractéristiques de la tension de sortie en fonction de la tension d'entrée, relevées à differentes fréquences.

On donne la description et les détails constructifs de deux oscillateurs à fréquence acoustique du type à interférence (à battements), qui ont été étudiés dans le but d'obtenir une f.e.m. harmonique pure, d'amplitude constante et de fréquence réglable d'une manière continue dans la bande (répartie entre les deux appareils) de 16 à 5000 hertz.

On décrit les essais effectués pour vérifier les caractéristiques des oscillateurs.

Vol. I - N. 3 Settembre 1932-X

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

An account is given of two new methods, by which it is possible to modulate efficiently the light produced by an incandescent filament.

According to the first system the temperature and consequently the light emission of the filament are changed by changing the electron bombardment, to which the filament is submitted, when it is acting as the anode of a triode.

In the second method the light modulation is obtained by changing the rate at which the electrons evaporate from the filament, acting as the cathode of a triode.

The possibility of attaining good light modulation at frequencies over 10^4 *hertz with thin incandescent metal films beared by insulating supports is pointed out.*

The equations governing the behaviour of a telephone receiver associated with a resonator are given. It is pointed out, theoretically and experimentally, how the equations may be utilized for deducing new methods to measure the characteristic parameters of a telephone receiver and the components of the acoustic impedance of the materials used either to absorb or to reflect the sound.

A device, used for the absolute measurement of the amplitude of supersonic waves, called a radiometer, is described, by which directional diagrams of the distribution of the wave energy radiated by vibrating quarz have been obtained both before and after reflection from a wall. The distribution of the reflected energy depends upon the nature of the reflecting wall and the angle of incidence.

As the reflected energy is smaller than the incident energy and its distribution diagram is flatter, it is possible to define the absorption and the diffusion produced by the wall.

The radiometer is compared with other devices for absolute sound energy measurements; and the relative importance of the different errors, to which such measurements are subjected, is discussed.

A simple formula for calculating the power loss in laminated iron cores at audio frequencies is theoretically deduced and experimentally tested. It is shown, that the decrement $\delta = R/2\,f\,L$ *of any given type*

of iron core induction coil has a minimum, varying both frequency f *and inductance* L, *the last variation being obtained by changing the width of an air gap in the magnetic circuit. From these deductions, which have been experimentally verified, a method is derived for the design of iron core inductance coils to be used on a given range of frequencies. The method is illustrated by numerical examples.*

The reasons for requiring the reduction of the variations of the power, provided to the electric circuit by a microphone in recording and reproducing the sounds, are illustrated.

The circuit diagram of a self-controlled amplifier (whose amplification varies according to the input power) is given, and its characteristics obtained at different frequencies are described and discussed.

The detailed description of two audio-frequency beat-note oscillators is given, which were specially designed in order to obtain a pure harmonic e.m.f.-wave, whose amplitude is practically independent of the frequency. The frequency-range of the two oscillators is from 16 to 5000 hertz. Tests for determining the generators' performance are described.



Vol. I - N. 3 Settembre 1932-X

ALTA FREQUENZA

INHALT

Es werden zwei neue Methoden zur Steuerung des von einer Glühelektrode ausgesandten Lichtes erläutert.

Die Modulation des Lichtes wird erreicht: 1) *indem man entweder eine Elektrode (Anode einer Dreielektrodenröhre) einem Elektronenbombardement unterwirft und dabei die Zahl oder die Energie dieser einfallenden Elektronen variiert, um an der Oberfläche der Anode veränderliche Energiemengen zu entwickeln;* 2) *oder indem man die Austrittsarbeit der verdampfenden Elektronen (also ihre Verdampfungswärme) ausnutzt und dabei, mittels der Veränderung der Raumladung durch die Wirkung eines Gitters, veränderliche Energiemengen der Glühkathode einer Triode entzieht.*

Es wird weiter die Möglichkeit untersucht, eine gute Aussteuerung bei Frequenzen über 10^4 *hertz zu bekommen, indem man eine dünne, auf einem schlechten Wärmeleiter aufgetragene Metallschicht als Glühelektrode benutzt.*

Die das Verhalten eines mit einem röhrenförmigem Resonator gekuppelten Telephon Empfängers bestimmenden Gleichungen werden abgeleitet.

Die durch diese Gleichungen bestimmten Anwendungsmöglichkeiten werden theoretisch und experimentell untersucht und sowohl für die Bestimmung der charakteristischen Parameter des Telephons, wie auch für die Messung der akustischen Impedanzen verschiedener Materialien benutzt.

Eine Apparatur (Radiometer) zur absoluten Messung der Amplitude ultraakustischer Schallwellen wird beschrieben. Mit dieser Apparatur wurde der Verlauf von Kurven aufgenommen, die die räumliche Verteilung der von einem schwingenden Quarz ausgestrahlten Schallenergie darstellen. Durch Vergleich der Kurven die man unmittelbar oder nach Reflektion der Schallwellen an einer Wand aus verschiedenen Werkstoffen bekommt, ersieht man dass nach Reflektion die Energie der Wellen kleiner und der Verlauf der Kurven flacher wird als für die direkt einfallenden Wellen; sodass man von einer durch die Wand bewirkten Absorption und Diffusion sprechen kann.

Die Uebereinstimmung der Resultate, die man mittels des Radiometers erhält, im Vergleich zu den Ergebnissen nach anderen absoluten Methoden zur Messung der Schallintensität wird erörtert.

Eine einfache Formel für die Berechnung der Energieverluste in Eisenblechen bei akustischen Frequenzen wird theoretisch abgeleitet und experimentell geprüft.

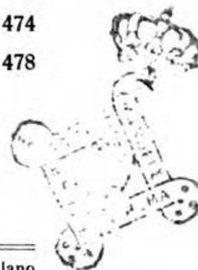
Es wird gezeigt, dass das Dekrement $\delta = R/2 f L$ *einer mit Eisenkern versehenen Induktionsspule, beim Aendern entweder der Frequenz* f *oder der Selbstinduktion* L, *ein Minimum aufweist, wenn die letztere Aenderung durch Aendern eines Luftspaltes verursacht wird.*

Auf Grund dieser Ergebnisse, die experimentell bestätigt wurden, wird eine Methode zur Bestimmung der Grösse von Selbstinduktionsspulen angegeben, die mit einem luftspaltversehenen Eisenkern einen gegebenen Wert von L *besitzen sollen und für einen gegebenen Frequenzbereich bestimmt sind. Die Berechnungsmethode wird an Hand von numerischen Beispielen erklärt.*

Die Gründe, aus welchen eine starke Einschränkung der Aenderungen der Microphonleistungen bei der Wiedergabe und Aufzeichnung der Sprache und Musik notwendig ist, werden erklärt.

Das Schaltungsschema eines selbststättig gesteuerten Microphonverstärkers, dessen Verstärkung von der Amplitude der Eintrittsspannung abhängt, wird angegeben und die charakteristischen Kurven desselben für verschiedene Frequenzen dargestellt und diskutiert.

Zwei Schwebungssummer zur Erzeugung rein sinusförmiger Spannungen mit konstanter Amplitude und veränderlicher Frequenz werden mit sämtlichen konstruktiven Einzelheiten beschrieben. Der Frequenzbereich dieser Apparate erstreckt sich von 16 bis 5000 hertz. Es werden die Ergebnisse der mit den Summern gemachten Versuche wiedergegeben.



Ing. RENATO SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile.* Ind. Graf. It. STUCCHI - Milano

ANALIZZATORI D'ARMONICHE

per
l'accurata verifica delle forme d'onda degli alternatori, ecc.



COSTRUZIONE COMPATTA E LETTURA DIRETTA
*fornente l'ampiezza d'ogni armonica fino ad un 35mo*



Millivoltmetro Mod. 322 per la misura di piccolissime grandezze elettriche.

STRUMENTI DI PRECISIONE

portatili e da laboratorio
per
misure radiotecniche
e
elettroacustiche

AGENTE GENERALE DEPOSITARIA PER L'ITALIA:

SOC. AN ING. S. BELOTTI & C.

Telef. 52-051/2/3 —— MILANO —— *Piazza Trento, 8*



VOL. I - N. 4 (PUBBLICAZIONE TRIMESTRALE) DICEMBRE 1932 - XI

ALTA FREQUENZA

RIVISTA DI

RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

SOTTO IL PATROCINIO

DEL CONSIGLIO NAZIONALE DELLE RICERCHE

DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

DELLA SOCIETÀ ITALIANA DI FISICA





ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA

MILANO (2/2) - VIA SAN PAOLO, N. 10

CONTO CORRENTE CON LA POSTA

Vol. I Dicembre 1932 - XI N. 4

ALTA FREQUENZA

DATI E MEMORIE SULLE RADIOCOMUNICAZIONI E RIVISTA DI RADIOTECNICA, TELEFONIA E ACUSTICA APPLICATA

Edita dall'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA
Redazione e Amministrazione: Milano (2/2), Via S. Paolo, 10

È gradita la collaborazione dei lettori. – Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano il Comitato Direttivo. – I manoscritti non si restituiscono.

Per le inserzioni: Ufficio Pubblicità de "L'Elettrotecnica" - Milano (2/2), Via S. Paolo, 10

UN NUMERO SEPARATO L. 12 ABBONAMENTO ANNUO L. 40

SOMMARIO

Vol. I Dicembre 1932-XI N. 4

ALTA FREQUENZA



L'ottica delle onde ultracorte e delle microonde.

Durante i primi memorabili tentativi, compiuti da Guglielmo Marconi più di trent'anni or sono per usare le onde elettromagnetiche come veicolo di comunicazioni a distanza, servirono spesso di guida, così ai teorizzatori, come agli sperimentatori, le riconosciute analogie, tanto bene illustrate dal Righi, fra la propagazione dei raggi luminosi e quella delle onde marconiane. Ma ben presto, dimostratasi la possibilità di collegamenti transoceanici a distanze di parecchie migliaia di kilometri, ci si dovette convincere, che non è lecito considerare i fenomeni di propagazione dei radiosegnali come una semplice branca dell'ottica, almeno per le grandi lunghezze d'onda, allora adoperate.

Nell'ultimo decennio i successi delle così dette onde corte (della lunghezza cioè di alcune decine di metri), che si sono ormai conquistato un posto del tutto preponderante nelle trasmissioni a grande distanza, hanno richiamato in onore le teorie ottiche; poichè, con la rifrazione delle onde negli strati ionizzati dell'alta atmosfera, è stato possibile giustificare, se non altro nelle grandi linee, i risultati forniti dall'esperienza.

E' ora la volta delle onde ultracorte e delle microonde, delle cui applicazioni si occupa, con grande successo, Guglielmo Marconi e giustamente si interessano le nostre Amministrazioni statali, tra cui quella delle Poste e dei Telegrafi. Il capo di quest'ultima, ammiraglio PESSION, descrive, in base ad una preziosa raccolta di dati statistici, in quali condizioni si svolgono, da oltre due anni, le comunicazioni tra Fiumicino e Golfo Aranci su onde di lunghezza intorno a 10 m. E riferisce altresì l'esito di esperienze di trasmissione con onde di 55 cm, effettuate fra Rocca di Papa ed il panfilo Elettra, mentre questo si allontanava progressivamente dalle spiagge romane verso la Sardegna.

La discussione dei risultati sperimentali ha permesso all'ammiraglio Pession di istituire un interessante confronto fra i due sistemi di radiocomunicazione. Egli ne trae elementi per concludere che, nel caso delle onde ultracorte di circa 10 m, la possibilità del radiocollegamento Continente-Sardegna (250 km) è dovuta prevalentemente al fenomeno della diffrazione, laddove per le microonde di 55 cm la possibilità di co-

municazioni a distanze nettamente superiori alla portata ottica e geografica sembra dover essere di preferenza attribuita alla rifrazione, che le onde subiscono negli strati atmosferici più bassi, immediatamente sovrastanti alla superficie della terra o del mare.

Nuovi studi sulle microonde.

Mentre le applicazioni delle microonde nel campo pratico procedono verso affermazioni sempre più sicure, anche se circoscritte alle non grandi distanze, le indagini teoriche e sperimentali, intese a spiegare il meccanismo della produzione di frequenze tanto elevate da parte dei triodi, continuano anche esse a svilupparsi, sormontando man mano non lievi difficoltà.

Nuovo contributo a tali indagini vien recato dalla nota del dott. GIACOMINI, il quale ha opportunamente pensato a eseguire una serie di ricerche, adoperando non già i soliti triodi, in cui il catodo è un filamento di tungsteno reso incandescente dal passaggio della corrente, bensì i triodi a riscaldamento indiretto, in cui il catodo è elettricamente separato dal filo scaldatore. Si può infatti fondatamente sospettare, che sul delicato meccanismo della produzione delle microonde non sia senza influenza la caduta di tensione lungo il catodo dei triodi ordinari. Ciò rendeva interessante, specie per metter alla prova talune delle interpretazioni teoriche del fenomeno (nelle quali di regola non si tien conto delle cadute di tensione lungo il catodo), operare con i triodi a riscaldamento indiretto, in cui il catodo è praticamente equipotenziale.

Il dott. Giacomini è riuscito ad ottenere la produzione di microonde da questi triodi, nonostante le limitazioni imposte dalla necessità di non usare alte tensioni di griglia per non deteriorare il catodo. Per conseguenza non è stato possibile spingersi alle onde, estremamente corte, di poche diecine di cm, nè generare potenze paragonabili a quelle, che oggi si ottengono con opportuni tipi di triodi a riscaldamento diretto. A malgrado di queste difficoltà, la misura delle lunghezze di onda, attuata opportunamente con un dispositivo elettroacustico molto sensibile, e la simultanea determinazione degli altri elementi caratteristici del sistema generatore di oscillazioni, hanno consentito un interessante confronto tra i valori sperimentali e quelli calcolati, in base alle teorie cinetiche sul moto degli elettroni entro il tubo, quali furono svolte da Barkhausen e da Scheibe.

Rivelazione di microonde.

Nella larga fioritura di studi sulle microonde, ben giustificata dal grande interesse così scientifico, come tecnico, che esse presentano, il problema del meccanismo della ricezione non è davvero uno dei meno importanti. Nè si può dire, che

esso sia stato finora chiarito in ogni suo aspetto. Interpretarlo in modo sempre più plausibile ed aderente alla realtà può forse aprire la via a perfezionamenti nuovi e moltiplicare l'utilità ed estendere le applicazioni delle microonde.

A quanto già ebbe a pubblicare sull'argomento [1], il prof. CARRARA aggiunge un nuovo contributo per riferire su esperienze di raddrizzamento eseguite con semplici circuiti di rivelazione a diodo. La proposta interpretazione teorica del fenomeno e la riprova sperimentale di essa ci sembrano interessanti, anche se, dal punto di vista pratico, la cosa non abbia per ora importanza, data la minor efficienza del raddrizzamento così ottenuto in confronto con quello compiuto da un triodo con griglia fortemente positiva; e dato che codesta differenza tanto più si accentua, quanto più debole è la tensione oscillatoria da rivelare, come accade appunto al crescere della distanza di trasmissione.

La modulazione in radiotelefonia.

I progressi della radiotecnica sono stati e continuano ad essere così rapidi, che impianti ed apparati invecchiano assai prima per il trasformarsi ed il perfezionarsi dei modelli, che non per l'usura dei materiali, ed in ogni caso assai prima che sia stato possibile, pur seguendo le norme più prudenti, « ammortizzarne » il prezzo di acquisto. Si presenta quindi assai spesso il problema di modificare, se possibile, gli apparati esistenti, in modo da introdurvi i perfezionamenti maturati in seguito nella tecnica.

Un esempio tipico di questo processo è descritto nella nota dell'ing. MARIETTI sull'aumento di modulazione nei trasmettitori radiofonici. Ancora pochi anni or sono, attuandosi la modulazione telefonica direttamente sulla piena potenza del trasmettitore, cioè sullo stadio finale, riusciva difficile conseguire quella profondità relativa o, come suol dirsi, quella percentuale di modulazione, che è elemento essenziale per l'efficienza di una trasmissione radiotelefonica. Ed anche in tempi più recenti ed in apparati più moderni, pur attuandosi la modulazione su uno stadio intermedio del trasmettitore, ci si contentava di una sua percentuale relativamente lontana dal 100 %. L'ing. Marietti mostra, con quali artifici e con quali cautele sia possibile in ambedue i casi accrescere quella percentuale ed in definitiva l'efficienza dei trasmettitori, e ne offre un esempio concreto, descrivendo la modifica effettuata sul trasmettitore di una delle stazioni radiofoniche dell'E.I.A.R.

Esigenza fondamentale, cui si deve soddisfare, è che l'aumento di modulazione non vada a scapito della fedeltà nella riproduzione dei suoni, ossia non provochi dannosi feno-

(1) A. F., 1932, I, p. 6.

meni di distorsione. Ciò costringe a far funzionare di regola gli amplificatori a frequenza acustica in condizioni assai sfavorevoli dal punto di vista del rendimento. Una soluzione del problema derivante da questo contrasto, la quale soddisfa ad un tempo ai requisiti di fedeltà e di buon rendimento, è anche essa descritta nell'articolo; nel quale si prende infine occasione per presentare in appendice un riassunto critico di talune delle classificazioni degli amplificatori a triodi, proposte e in parte adottate all'estero.

Nomenclatura delle comunicazioni elettriche.

L'appendice dello scritto dell'ing. Marietti, dedicata alla classificazione degli amplificatori, si ricollega ad una questione più generale: quella della nomenclatura in materia di tecnica delle comunicazioni elettriche e dei rami affini; questione che ci sembra assai importante. Sotto l'influsso della letteratura scientifica, tecnica e commerciale degli stranieri si vanno introducendo disordinatamente nella nostra ogni sorta di strani e spesso inutili barbarismi. Ciò sarebbe già male; ma il peggio è, che, per effetto delle varie provenienze, si adoprano, da parte di studiosi e tecnici diversi, diverse parole di origine esotica per significare la stessa cosa o si adopra la stessa parola per significare cose affatto diverse, così che ci si avvia veramente alla Torre di Babele.

Qualche tentativo di mettere un pò d'ordine è già stato fatto; ma è davvero desiderabile, che le Amministrazioni interessate, il C.N.R. ed il C.E.I. si mettano d'accordo per darci un dizionario rigoroso della tecnica delle audio e radiofrequenze (il quale potrà anche cominciare, se si vuole, col cancellare la dicitura, che ci è uscita or ora dalla penna) (2). Ed è cosa anche urgente, perchè quanto più si va innanzi, tanto più quei discordi barbarismi consolidano il loro diritto di cittadinanza e si apprestano a resistere tenacemente alla necessaria estirpazione.

LA REDAZIONE.

(2) Apprendiamo con compiacimento l'annuncio (A. F., 1932, I, p. 639), che il Gruppo I.R.T.T. del S.N.F.I. ha iniziato la sua attività deliberando fra l'altro di collaborare alla formazione del vocabolario telegrafico, telefonico e radiotecnico.

CONSIDERAZIONI SULLA PROPAGAZIONE DELLE ONDE ULTRACORTE E DELLE MICROONDE

GIUSEPPE PESSION

Si riferisce sulle esperienze di trasmissione con le onde ultra-corte (10 m) *usate nel collegamento radiotelefonico Roma-Sardegna e con le micro-onde* (55 cm) *usate dal Senatore Marconi nelle prove eseguite nel* 1931-32.

Si svolgono considerazioni e si emettono ipotesi sul possibile meccanismo della propagazione di tali onde.

1. — Le ricerche sulle onde ultra-corte e sulle micro-onde (1) sono state, in questi ultimi tempi, seguite con grande attenzione dall'Amministrazione delle Poste e dei Telegrafi, che vede, nell'allargarsi delle conoscenze sul comportamento delle onde stesse, un promettente campo di sviluppo per nuovi collegamenti, specialmente a medie e piccole distanze.

Qualche dato e qualche considerazione in proposito possono essere di un certo interesse.

L'Amministrazione ha infatti largamente sperimentato le onde ultra-corte di frequenza dell'ordine di 30 megahertz, nell'esercizio del collegamento radiotelefonico Roma-Sardegna, ed ha inoltre attentamente seguito le esperienze fatte da S. E. Marconi, prima tra Santa Margherita Ligure e Levanto (novembre 1931) e poi tra Rocca di Papa e Capo Figari (agosto 1932), con onde della frequenza di circa 550 megahertz.

2. — L'impianto Roma-Sardegna venne attivato all'esercizio pubblico il 14 agosto 1930. La stazione continentale è situata sulla spiaggia presso Fiumicino, a livello del mare, e quella della Sardegna sulla costa presso Golfo Aranci, ad un'altitudine di m 40 circa.

Le due stazioni, perfettamente identiche, constano di un trasmettitore che assorbe una potenza di circa 10 kW e di un ricevitore a cambiamento di frequenza. Le frequenze usate dai trasmettitori di Fiumicino e di Golfo Aranci sono leggermente differenti e precisamente di 29,817 e di 30,691 megahertz. La distanza fra le due stazioni è di circa 250 km ed a questo proposito è interessante notare, che la saetta dell'arco di circolo massimo compreso fra le stazioni stesse è di km 1,248.

---

(1) Si chiamano onde ultra-corte quelle di lunghezza al di sotto di 10 m (parere n. 6 del C.C.I.R.). Tra queste, le onde al di sotto di 1 m si sogliono chiamare più propriamente micro-onde.

I terminali, in cui le due vie radio (ricezione e trasmissione) vengono convogliate sull'unica via filo delle reti continentale e sarda, sono rispettivamente situati presso la centrale interurbana del Viminale in Roma e a Terranova Pausania. Essi sono dotati delle apparecchiature per i soppressori di eco, destinati ad impedire il funzionamento di ciascun ricevitore ad opera del proprio trasmettitore, e delle apparecchiature «antifading» destinate a combattere gli effetti nocivi dei fenomeni di evanescenza.

Le stazioni di Fiumicino e di Golfo Aranci sono dotate di due sistemazioni di aerei, identiche fra loro e costituite ciascuna di due aerei eguali, uno per la trasmissione ed uno per la ricezione. Tali due aerei sono sostenuti da tre antenne a traliccio di 26 m di altezza, una centrale e due laterali distanziate dalla prima di m 49.

Ogni aereo, del tipo direttivo Marconi-Franklin con riflettore, comprende dodici elementi paralleli, a greca, dell'altezza di 22 m. Il sistema riflettore, costituito in modo identico all'aereo, giace posteriormente al piano di questo, alla distanza di un quarto di lunghezza d'onda. I piani contenenti l'antenna ed il riflettore, normali al circolo massimo passante per le due stazioni, non sono però verticali. Fu invero constatato, all'atto della messa in funzione dell'impianto, che, dando a detti piani l'inclinazione di 12° all'indietro, si otteneva un notevole aumento della intensità della ricezione. Variando anche di poco tale inclinazione, in un senso o nell'altro, l'intensità diminuiva sensibilmente. Risultò, da successive indagini sperimentali eseguite in Inghilterra, che, per il tipo di aereo usato, l'inclinazione di 12° era quella che conferiva la direzione orizzontale all'asse del diagramma polare verticale di radiazione dell'aereo.

Gli aerei, trasmittente e ricevente, sono collegati ai rispettivi complessi a mezzo di alimentatori (*feeders*) tubolari. Il trasmettitore usato in ciascuna stazione comprende un auto-oscillatore pilota, seguito da tre stadi di amplificazione e da un quarto stadio, che immette nell'aereo una potenza di circa kW 1,5. Il ricevitore comprende cinque stadi di amplificazione ad alta frequenza, cinque stadi di amplificazione a media frequenza, e due stadi di amplificazione a bassa frequenza.

L'efficienza del collegamento dovrebbe essere perciò assicurata, anche in presenza di campi estremamente deboli, dato l'impiego di antenne direttive alla trasmissione e alla ricezione, e dato l'uso di ricevitori di grandissima sensibilità.

Non è però stato possibile evitare che la ricezione utile sia accompagnata da un rumore di fondo, il quale nel caso che il livello di trasmissione scenda al di sotto di un certo limite, diventa prevalente e rende impossibile la ricezione. In generale si può ritenere che un livello del rumore, inferiore a — 40 decibel rispetto al livello di trasmissione, corrisponda a condizioni di ricezione ottime, e che ad una differenza di 20 decibel tra il livello di trasmissione ed il livello del rumore corrisponda una ricezione ancora possibile.

Durante gli anni 1931-1932, in cui il collegamento Fiumicino-Golfo Aranci è stato attivo giornalmente dalle 8 alle 23, sono stati registrati, di ora in ora, il livello di ricezione ed il livello del rumore

misurati su un apposito pannello, di cui sono dotate le apparecchiature di ricezione. Sono stati altresì registrati i singoli punti di merito, con riferimento alla bontà della conversazione commerciale, assegnando i punti da 5 a zero alle conversazioni ottime, buone, mediocri, cattive, pessime e nulle. In corrispondenza di ogni giornata è stata infine presa nota dello stato del cielo, del mare e delle condizioni meteorologiche (vento, pioggia).

Durante tutto il periodo dell'esercizio si sono manifestati frequentissimi gli affievolimenti periodici in qualsiasi ora del giorno. Essi furono quasi sempre di breve durata e generalmente con rapi-

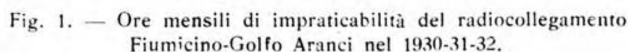


Fig. 1. — Ore mensili di impraticabilità del radiocollegamento Fiumicino-Golfo Aranci nel 1930-31-32.

dissime fluttuazioni d'intensità. Un affievolimento del segnale, accompagnato da evanescenze rapidissime, si verificò generalmente durante il tramonto del sole, al quale in generale seguì un aumento nell'intensità di ricezione del segnale.

Da un primo esame dei moduli contenenti i dati registrati non è possibile dedurre l'indicazione di una legge ben definita, che governi l'andamento dell'intensità dei segnali e della bontà del collegamento. Alternati con giorni costantemente ottimi o costantemente cattivi per le comunicazioni, si riscontrarono invero casualmente e, sembra, indipendentemente dallo stato del cielo e del mare, giorni di condizioni estremamente variabili ed altri in cui, ad un intervallo di funzionamento costante, seguiva un peggioramento, ovvero un miglioramento, quando graduale, quando improvviso. Parimenti il succedersi di giornate buone e cattive si verifica a periodi variabili ed in modo capriccioso e indipendente, a quanto pare, dalle condizioni atmosferiche e meteorologiche.

Un esame statistico un poco più approfondito ha portato a stabilire alcuni diagrammi (fig. 1 e 2), da cui risulterebbe che l'andamento stagionale segna un miglioramento nella stagione estiva (giugno) ed un peggioramento nelle stagioni autunnale (settembre) e prima-

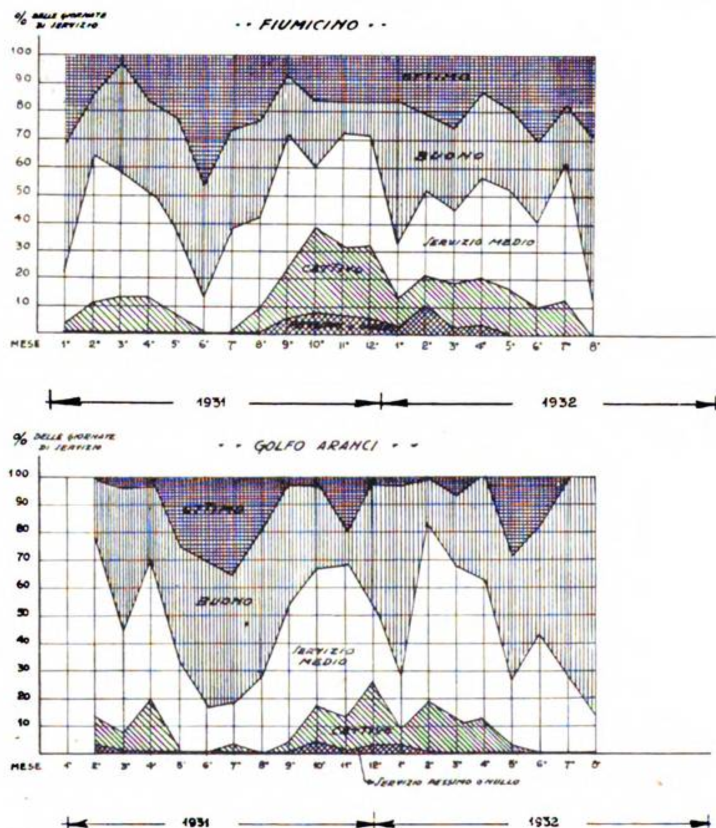


Fig. 2. — Qualità del servizio radiotelefonico Continente-Sardegna secondo le percentuali mensili 1931-32. (Ricezione a Fiumicino e ricezione a Golfo Aranci).

verile (marzo). D'inverno le condizioni sono in generale cattive, salvo, sembra, un breve periodo di relativo miglioramento verso gennaio.

3. — Esperimenti di radiotelefonia e radiotelegrafia modulata con micro-onde (della lunghezza di circa 55 cm) sono stati eseguiti da Marconi nel Golfo Tigullio nell'ottobre-novembre 1931 e nell'aprile 1932 e vennero ripetuti ed estesi a maggiori portate nel luglio-agosto

1932 tra Rocca di Papa ed il panfilo « Elettra », navigante verso Golfo Aranci, ed infine tra Rocca di Papa e Capo Figari (km 268).

Gli apparecchi trasmettitori e quelli riceventi ad onde ultra-corte, adoperati da Marconi, utilizzano il noto principio delle oscillazioni elettroniche, ma contengono felici innovazioni rispetto a quelli usati da precedenti sperimentatori. La potenza ad alta frequenza, messa in giuoco nell'oscillatore, è aumentata mercè l'impiego di un circuito speciale simmetrico a due valvole, che alimenta un dipolo hertziano. L'applicazione del principio delle onde stazionarie nel circuito di alimentazione dei filamenti offre la possibilità di accoppiare opportunamente in fase due o più oscillatori a due valvole, col vantaggio di aumentare ulteriormente la potenza irradiata.

Mediante l'utilizzazione di lampade speciali e di circuiti ad alto rendimento, col raffreddamento delle saldature e con l'applicazione di speciali dispositivi, in virtù dei quali i generatori oscillano soltanto durante la modulazione, si è ottenuto il risultato, praticamente assai importante, di prolungare la vita delle lampade a parecchie centinaia di ore.

L'energia oscillante di alta frequenza è concentrata nella direzione del ricevitore con l'impiego di riflettori a forma di cilindri parabolici ad asse orizzontale. Tale forma è stata giudicata più conveniente di quella a paraboloide di rivoluzione, essendo atta a favorire la proiezione dell'onda nel senso normale all'asticciuola costituente il dipolo hertziano. La superficie del riflettore, in luogo di essere continua, è costituita da una specie di griglia formata da un sistema di conduttori tubolari piegati a parabola, situati in piani verticali e da un sistema di barrette orizzontali infitte in ciascuna parabola. Con questa costruzione speciale si è ottenuto il vantaggio, che il riflettore è leggerissimo e presenta poca presa al vento e che la sua superficie può essere facilmente variata, secondo il bisogno, con l'aggiunta o con la soppressione di elementi parabolici.

Il ricevitore è basato sul principio della superrigenerazione e utilizza le stesse valvole e uno schema analogo a quello del trasmettitore. Il dipolo captatore è posto sulla linea focale di un elemento dello stesso riflettore parabolico, che serve per la trasmissione. L'onda impiegata per la trasmissione nei due sensi è la stessa.

In definitiva il trasmettitore e il ricevitore sono rinchiusi in iscatole metalliche separate, poste immediatamente dietro il riflettore, l'una a fianco dell'altra, dalle quali escono le coppie di fili facenti capo ai dipoli hertziani che compiono rispettivamente l'ufficio di radiatori e di collettori. Questi dipoli (da due a quattro per il trasmettitore ed uno per il ricevitore) hanno una lunghezza di circa 12 centimetri e sono disposti orizzontalmente sul prolungamento l'uno dell'altro a qualche centimetro di distanza, sulla linea focale del cilindro parabolico riflettore costituito nel modo sopra descritto. Le sorgenti di energia necessarie per l'alimentazione delle lampade sono situate a distanza dal riflettore e le correnti vengono portate alle valvole con fasci di conduttori flessibili.

L'annullamento di qualsiasi interferenza tra l'emissione e la ricezione è stato ottenuto con l'impiego di soppressori d'eco, a lam-

pade e a relais, studiati in modo speciale e basati sul principio di utilizzare il primo impulso vocale dato al microfono o ricevuto nei telefono, per bloccare, rispettivamente, le vie di ricezione e di trasmissione.

Nei primi esperimenti eseguiti nel Golfo Tigullio, la massima portata raggiunta (km 36,5) non era superiore alla portata geometrica. L'efficacia del riflettore fu constatata osservando che, con leggere deviazioni del fascio dalla direzione della stazione ricevente, l'intensità della ricezione diminuiva gradatamente. La ricezione rimaneva buona anche in condizioni di cattiva visibilità per nebbia o pioggia.

Maggiore interesse, dal punto di vista dei fenomeni di propagazione nella gamma delle micro-onde, ha presentato un esperimento eseguito tra Santa Margherita e un ricevitore posto sulla nave « Elettra ». Fu osservato, già in quella occasione, che, al di là dell'orizzonte si continuavano a sentire i segnali, quantunque sempre più affievoliti, fino ad una distanza circa doppia della portata geometrica.

In seguito a ciò Marconi decise di ripetere l'esperimento ponendo il trasmettitore a Rocca di Papa, a 750 metri sul livello del mare con una portata geometrica di circa 98 km, e il ricevitore sull'« Elettra », che, tenendosi sull'allineamento Rocca di Papa-Golfo Aranci, si sarebbe allontanata verso la Sardegna.

Il trasmettitore composto di quattro oscillatori era associato ad un riflettore a quattro elementi parabolici del tipo sopra descritto, puntato nella direzione di Golfo Aranci. Misure calorimetriche avevano provato che ciascun oscillatore del tipo qui usato aveva una potenza di irradiazione di 3,8 watt, sicchè l'irradiazione totale dei quattro oscillatori risultava di circa 15 watt; ma per la presenza del riflettore, poteva calcolarsi che l'effetto utile nella direzione di propagazione equivalesse a quello di un aereo circolare irradiante una potenza 40 volte più elevata (600 watt).

Il ricevitore disposto per chiglia sulla poppa dell'« Elettra » era dotato di riflettore a elemento parabolico unico.

Il 6 agosto 1932, primo giorno di prove, l'esperimento si svolse come segue (2):

Alle $13^h\,55^m$, alla distanza da Rocca di Papa di 70 km, i segnali risultarono della forza massima; non si notarono fruscii, nè influenze statiche o di altro genere. Alle 15^h, alla distanza di 85 km da Rocca di Papa, la conversazione era ancora ottima. Alle $15^h\,25^m$, a 93 km, cioè nelle vicinanze della portata geometrica, si osservò rottura dei segnali e comparsa di rumori. Poi il collegamento si ristabilì abbastanza bene, cosicchè alle $16^h\,55^m$ a 116,4 km, cioè fuori della portata geometrica, sebbene i segnali fossero un po' più deboli, si poteva ancora parlare. Rimase il dubbio che l'interruzione fosse dovuta ad un guasto, essendosi riscontrato, in una verifica, che la tensione di alcune pile era bassa.

Alle $18^h\,25^m$ (128 km) riusciva intelligibile il solo Morse con ottima trasmissione musicale, simile al tono delle onde più lunghe.

(2) Assistettero alle esperienze il com. G. Montefinale a bordo dell'« Elettra » e l'ing. T. Gorio a Rocca di Papa.

Alle 19^h (140 km) i segnali erano debolissimi e il rumore piuttosto forte, e tali si mantennero fino alle $19^h\,55^m$ per una zona di circa 20 km. Alle $19^h\,55^m$ (161 km) i segnali ritornarono improvvisamente alti, di massima intensità e tali si mantennero fino alle 21^h alla distanza di 175 km, cioè a circa 80 km al di là della portata geometrica. A questa distanza il servizio telefonico diventò alquanto difficile.

Durante tutta l'esperienza il mare si era mantenuto leggermente mosso, il vento fresco dal mascone di prua a diritta con tendenza a crescere; tempo chiaro, barometro alto. Non si constatò che le oscillazioni della nave, e quindi gli spostamenti nella punteria del riflettore ricevente, avessero notevole influenza sulla intensità dei segnali.

Il giorno 10 agosto 1932, gli esperimenti furono ripetuti. La nave si portò nuovamente sulla congiungente Rocca di Papa-Golfo Aranci, ad un punto posto a 63 km da Rocca di Papa e fece quindi rotta per Golfo Aranci. I segnali Morse si ricevettero immediatamente (alle $13^h\,15^m$) con forza massima e si mantennero sempre buoni fino al limite della portata geometrica di Rocca di Papa. Oltrepassata tale distanza e durante tutto il periodo precedente e successivo al tramonto (dalle 18^h alle $20^h\,30^m$ circa; tramonto alle $19^h\,23^m$), i segnali presentarono alternative di rafforzamenti e di attenuazioni, all'incirca come nella esperienza del 6 agosto, che si era svolta nelle stesse ore ed alle stesse distanze.

Alle 22^h il rafforzamento fu più deciso ed alle $22^h\,15^m$, a 193 km di distanza da Rocca di Papa, cioè a portata doppia di quella geometrica della suddetta stazione, la ricezione risultò ottima. La segnalazione Morse nitida e distinta, con tonalità musicale, era tale da far ritenere possibile un servizio regolare ad alta velocità. Il collegamento si mantenne commerciale in telegrafia fino alla distanza di 209 km ($23^h\,15^m$). Poi i segnali cominciarono ad indebolirsi gradatamente. Alle $0^h\,15^m$, a 224 km, i segnali erano appena percettibili e poi scomparvero.

Praticamente il servizio non sarebbe stato più possibile alla distanza di 56 km da Golfo Aranci, cioè a 212 km da Rocca di Papa. Tuttavia è notevole il fatto, che la portata pratica commerciale abbia superato di più che 100 km quella geometrica (tale eccedenza era stata di 80 km nell'esperienza del 6 agosto).

Fu osservato che notevole influenza sulla intensità dei segnali avevano l'altezza del riflettore sul livello del mare e la presenza di piccoli ostacoli davanti al riflettore stesso. L'intensità diminuiva infatti notevolmente portando il riflettore dal ponte superiore, dov'era sistemato durante gli esperimenti (quota circa 7 m), al ponte inferiore, oppure spostandolo sullo stesso ponte.

Il mattino dell'11 agosto il riflettore ricevente fu trasportato nel semaforo di Capo Figari (quota 340 m) sistemandolo sulla terrazza in direzione di Rocca di Papa. Alle 16^h dello stesso giorno Rocca di Papa iniziava la trasmissione con la medesima onda di 55 cm e, dopo qualche regolazione, i segnali erano immediatamente ricevuti a Capo Figari sebbene non troppo forti. Alle 18^h circa, i segnali aumentavano gradualmente d'intensità, raggiungendo in breve la forza 4 del-

l'attuale scala internazionale. La segnalazione telegrafica risultò chiarissima e nitida e la radiotelefonia chiara ad intervalli.

Fino alle $19^h 20^m$ circa i segnali si mantennero abbastanza buoni. Il vento sull'alto del semaforo era fortissimo da sud-est, il tempo chiarissimo, il barometro alto, l'atmosfera piuttosto umida. Il riflettore era soggetto a vibrazioni, che però non sembrarono influire sulla regolazione.

Alle $19^h 24^m$ avveniva il tramonto e si notavano le solite variazioni d'intensità dei segnali come nelle due navigazioni del 6 e del 10 agosto. Apparve abbastanza chiaramente, che all'atto della sparizione del disco solare dall'orizzonte i segnali subivano una forte attenuazione; il fatto dovrebbe tuttavia essere meglio accertato.

Dopo il tramonto i segnali si mantennero più deboli che nelle ore di luce. Ad intervalli fu intelligibile la radiotelefonia, ed il servizio telegrafico, sebbene con qualche difficoltà, sarebbe stato possibile. Le esperienze ebbero termine a mezzanotte.

4. — Il comportamento delle due onde di 10 m e di 55 cm nei riguardi della propagazione appare affatto diverso.

Per quanto ulteriori esperienze possano modificare le vedute in proposito, sembra probabile, al momento presente, che la propagazione delle onde di frequenza intorno a 30 megahertz alla distanza sperimentata di 250 km, possa spiegarsi come dovuta essenzialmente al fenomeno della *diffrazione*.

La presenza di affievolimenti ed il fenomeno dell'abbassamento dei segnali al tramonto sono probabilmente dovuti al fatto che, al campo prodotto dalla diffrazione, si sovrappongono, in determinate circostanze, e particolarmente in dipendenza delle stagioni, raggi elettromagnetici rifratti dai bassi strati atmosferici, o riflessi dal suolo in vicinanza dei ricevitori.

E' superfluo notare che alle grandi distanze i ben noti fenomeni della rifrazione ionica possono intervenire per queste onde, tant'è vero che in qualche occasione fu constatata, da Golfo Aranci a Fiumicino, la presenza di echi.

L'ipotesi della prevalenza del fenomeno di diffrazione per le frequenze di cui trattasi, trova, a nostro parere, giustificazione nel fatto che, per le frequenze stesse e alla limitata distanza di 250 km, il campo diffratto assume valori sufficienti per assicurare normalmente una buona ricezione.

La formula data da Watson e da Van der Pol [3]:

$$E_0 = 536{,}8 \frac{\alpha_1 h_1 I_1}{\sqrt{\operatorname{sen} \theta}} \lambda^{-7/6} e^{-23{,}94 \lambda^{-1/3} \theta}$$

(3) B. Van der Pol: On the Propagation of Electromagnetic Waves round the Earth - Phil. Mag. and Journ. of Sc., 1919, XXXVIII, p. 365.

Nella formula E_0 è il campo in $\mu V/m$, $(\alpha_1 \cdot h_1)$ l'altezza efficace in km dell'antenna trasmittente, I_1 la corrente in ampere alla base di tale antenna, λ la lunghezza d'onda in km, θ l'arco di cerchio massimo, in radianti, tra il trasmettitore e il punto in cui si considera il campo.

valevole, secondo le indicazioni degli autori, per distanze dal dipolo emittente, superiori a km 140 $\lambda^{1/3}$ (λ in km), e quindi applicabile, sotto questo riguardo, al nostro caso, darebbe addirittura per $\lambda = 10$ m valori del campo superiori a quelli per $\lambda = 600$ m.

Ma tale formula, calcolata nell'ipotesi che la terra sia perfettamente conduttrice, non è valida, senza riserve, per le onde al disotto di 1000 m e per le piccole distanze da noi considerate.

Il Sommerfeld ha dimostrato che nell'ipotesi di terra piana, di resistività uniforme (e logicamente anche nel caso della sfera quando si considerino piccoli intorni del dipolo), in funzione della resistività e della frequenza si può calcolare un parametro, da lui denominato *distanza numerica*, dal cui valore dipende la concentrazione dell'energia presso la terra. Quando tale distanza numerica è molto minore di « uno », prevale la propagazione sferica; quando è molto maggiore di « uno », si ha concentrazione di energia presso la terra, la propagazione assume il carattere cilindrico e ci si avvicina ad una condizione, che può assimilarsi a quella delle onde guidate.

Recentemente T. L. Eckersley ([4]) ha rilevato che, per piccole distanze e per lunghezze d'onda inferiori a 1000 m, il campo calcolato con la formula di Watson (terra sferica conduttrice) riesce più grande di quello calcolato col procedimento di Sommerfeld (terra piana resistente), ciò che apparisce fisicamente inammissibile. Giovandosi di un diverso procedimento matematico, Eckersley ha mostrato che è possibile derivare la formula di Watson in una forma tale, che permetta di apportarvi la correzione dovuta alla resistività della terra.

Precisamente il coefficiente numerico dell'esponente è sostituito nella formula di Watson da una funzione β, che l'autore ha dedotto in funzione di $\sigma^{1/2}\,\lambda^{5/6}$ e che è riportato nel diagramma di fig. 3 (σ è la resistività della terra in u. e. m. ass., λ la lunghezza d'onda in km).

La formula diviene quindi:

$$E_0 = 536{,}8 \frac{\alpha_1 h_1 I_1}{\sqrt{\operatorname{sen}\theta}} \lambda^{-7/6} e^{-\beta \lambda^{-1/3}\theta} .$$

Abbiamo calcolato, per $\sigma = 10^{-11}$, corrispondente alla resistività dell'acqua del mare, il valore del campo per lunghezze d'onda da 50 cm a 600 m e per distanze di km 235 , 250 e 265, nell'ipotesi di un emettitore di 100 metri-ampere.

Nello stesso diagramma (fig. 4), nel quale sono registrati tali valori, abbiamo riportato altresì i campi calcolati con la formula di Watson e con la semplice formula di Austin.

Come rilevasi, si ha, secondo Eckersley,

per $\lambda = 600$ m	E_0	dell'ordine di	2000 μV/m,
» $\lambda = 10$ m	E_0	» »	10 μV/m,
» $\lambda = 0{,}5$ m	E_0	» »	10^{-5} μV/m.

([4]) T. L. ECKERSLEY: Radio transmission problems treated by phase integral method - Proc. Roy. Soc., 1932, CXXXVI, p. 499.

Ora bisogna riflettere che, con l'onda di 600 m, alla distanza indicata e con la potenza impiegata a Fiumicino, si svolge un ottimo servizio senza impiegare nè aerei complicati, nè ricevitori ad alta amplificazione. Praticamente, invece, il campo dovuto all'onda di 10 m deve risultare certamente favorito dall'uso dei riflettori sia in trasmissione sia in ricezione ed è infine da tener conto, che l'utilizzazione del campo stesso è portata al massimo nel nostro caso, mercè l'uso di ricevitori di grande sensibilità.

Non occorre quindi ricorrere a nuove ipotesi per spiegare la possibilità di un buon servizio, in condizioni normali, tra Fiumicino e Golfo Aranci e viceversa con l'onda di 10 m.

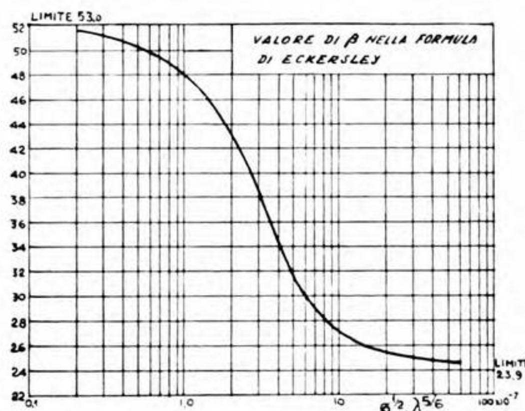


Fig. 3. — Valori del parametro β da introdurre nella formula di Eckersley, in funzione del prodotto $\sigma^{1/2} \lambda^{5/6}$.

D'altra parte è ben noto che le onde, nel propagarsi lungo la terra, subiscono un certo « asservimento » rispetto alla superficie della terra stessa, tanto che alcuni fisici ammisero di poter paragonare la propagazione delle onde intorno al globo con quello che accade nella propagazione dei campi elettromagnetici lungo conduttori di forma curvilinea. E' stato chiarito che la differenza sostanziale fra i due fenomeni consiste nel diverso concentramento dell'energia che si ha nei pressi del conduttore: la terra nel caso del dipolo hertziano collocato presso la superficie del suolo, il filo nel caso delle onde guidate.

Nel caso dell'onda di 10 m, propagantesi sul mare a distanze di 250 km, ha luogo la concentrazione di energia presso la terra, prevista dal procedimento di Sommerfeld; inoltre la propagazione è anche aiutata da quello speciale fenomeno che abbiamo prima chiamato, con frase intuitiva, di asservimento delle onde alla superficie della terra.

A proposito delle gravi difficoltà che, pur con aerei direzionali e con ricevitori così sensibili, si incontrano nell'esecuzione del servizio e che sono messe in luce dai diagrammi riportati (fig. 1 e 2), è opportuno mettere in rilievo, che in circostanze normali un'ottima ricezione dei segnali telegrafici emessi dalla stazione di Golfo Aranci è

stata possibile a Fiumicino anche con ricevitori semplicissimi e con piccoli aerei unifilari verticali, il che è una conferma indiretta che il

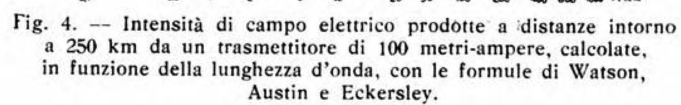


Fig. 4. — Intensità di campo elettrico prodotte a distanze intorno a 250 km da un trasmettitore di 100 metri-ampere, calcolate, in funzione della lunghezza d'onda, con le formule di Watson, Austin e Eckersley.

campo, in pratica, può non discostarsi notevolmente da quello previsto con la teoria della diffrazione.

Ma ben diverso è il caso del servizio commerciale radiotelefonico, che richiede assoluta regolarità. In esso intervengono, alla ricezione, fenomeni molto complessi, dovuti specialmente alla presenza delle bande laterali, cioè alla coesistenza di frequenze diverse, ed agiscono nel modo più sfavorevole gli affievolimenti dovuti alle interferenze, di cui abbiamo sopra fatto cenno. D'altra parte non bisogna nascondersi le difficoltà dell'attuazione pratica di ricevitori radiofonici atti a collegare la stazione radioricevente con la rete telefonica e l'antitetica condizione di raggiungere la indispensabile amplificazione con l'assenza di rumori di fondo.

Non è quindi fuori luogo pensare che proprio ai ricevitori dovrà rivolgersi la sforzo della tecnica per ottenere la desiderata regolarità del servizio. Non è nostra intenzione di affrontare in queste brevi note un problema così complesso: ci basti aver messo in evidenza che alla distanza di 250 km l'onda di 10 m può dar luogo, in virtù del fenomeno della diffrazione, ad una radiocomunicazione affidata principalmente al raggio diretto.

5. — Mediante l'applicazione delle formule di Watson e di Eckersley è facile vedere che per l'onda di 55 cm il campo diffratto (alla distanza di 265 km tra Rocca di Papa e Capo Figari) risulta invece, *a parità di potenza irradiata*, d'intensità minima ed insufficiente ad assicurare il servizio. Se si considera che la potenza irradiata dagli emettitori di 55 cm è piccola in rapporto a quella emessa dagli aerei dei trasmettitori su 10 m da Fiumicino a Golfo Aranci (circa 2/5) appare poco probabile l'ipotesi che, nella propagazione delle micro-onde e nelle condizioni nelle quali fu fatta l'esperienza, abbia importanza preponderante il fenomeno della diffrazione, almeno con le potenze e con i ricevitori adoperati attualmente.

L'ipotesi formulata da Jouaust [5], per le onde di m 3,5 circa del collegamento Nizza-Corsica, che la ricezione al di là della portata geometrica possa spiegarsi unicamente mediante una curvatura del raggio elettromagnetico, dovuta alla presenza dell'atmosfera, cioè alla rifrazione ottica, sembra assai più attendibile nel caso della frequenza, sette volte più elevata, che compete alle onde di circa 55 cm di lunghezza, perchè, come si è detto, l'effetto della diffrazione diventa sempre più piccolo con l'aumentare della frequenza.

Ammettendo per un momento che l'indice di rifrazione per l'onda di 55 cm sia sensibilmente uguale a quello relativo alle frequenze ottiche, può essere non privo di interesse di esaminare come possa influire la rifrazione ottica sulla traiettoria delle micro-onde.

E' noto che si ammette, in prima approssimazione, che i raggi luminosi, attraversando l'atmosfera, seguano una traiettoria circolare (avente la concavità verso il basso). La portata di una luce puntiforme, posta all'altezza H sul livello della terra sferica e liscia, che, in assenza di rifrazione, potrebbe essere calcolata con la formula $P = \sqrt{2 R H}$, risulta aumentata al valore $P = \sqrt{2 R H \, m/(m-1)}$, in

[5] R. Jouaust: Les ondes très courtes - Onde Élec., 1930, IX, p. 5.

cui m è un coefficiente semiempirico da determinarsi sperimentalmente caso per caso, e che si aggira, mediamente, intorno al valore 10,5 ([6]).

Il raggio di curvatura della traiettoria dipende essenzialmente dalla pressione p, dalla temperatura assoluta T e dal gradiente di temperatura per aumento dell'altezza H dal suolo:

$$\tau = \frac{dT}{dH} \text{ (gradi per metro).}$$

La formula seguente ([7]) dà la costante di rifrazione k, definita come il rapporto tra il raggio della terra R_0 e il raggio di curvatura ρ della traiettoria luminosa (nell'ipotesi di raggio che parta orizzontalmente):

$$k = R_0 \frac{\delta_0 T_0}{p_0} \frac{p}{T^2} \left(\frac{g}{R} + \tau \right),$$

in cui R_0 è il raggio della terra in m, δ_0 è il numero di rifrazione per l'onda considerata (indice di rifrazione meno l'unità), T e T_0 sono temperature assolute in gradi centigradi ($T_0 = 273$), p e p_0 sono pressioni in millimetri di mercurio ($p_0 = 760$), g è l'accelerazione della gravità in m/sec^2 ($g = 9,8$) ed R la costante dei gas perfetti moltiplicata per 10^{-4} ($R = 287,1$).

Per un calcolo approssimato relativo ai raggi luminosi si possono introdurre per p, T e δ_0 i valori medi $p = 750$ mm di mercurio, $T = 273°$ e $\delta_0 = 2,93 \cdot 10^{-4}$ e si ottiene, sostituendo ai simboli i valori numerici:

$$k = 6,75\ (0,034 + \tau),$$

dalla quale risulta che la costante di rifrazione e il raggio di curvatura ρ dei raggi orizzontali variano, col gradiente di temperatura, secondo la tabella seguente:

Aumento di temperatura per ogni 100 m di aumento di quota	k	ρ km
— 3°,4	0	∞
— 1°,0	0,16	39800 = 6,25 R_0
— 0°,5	0,20	31800 = 5 R_0
— 0°,0	0,23	27700 = 4,35 R_0
+ 6°,9	0,50	12700 = 2 R_0
+ 11°,4	1	6370 = R_0

([6]) P. LEONARDI CATTOLICA e A. LAURIA: Fari e segnali marittimi - Parte I - Doyen, Torino, 1916, p. 63-64.

([7]) Formula di Wegener. Vedi B. GUTENBERG: Lehrbuch der Geophysik - Borntraeger, Berlin, 1929, p. 693-695.

Venendo ora al caso delle micro-onde sperimentate tra il Continente e la Sardegna, sempre ammettendo l'identità del comportamento dell'aria, nei riguardi della rifrazione, per le onde luminose e per le micro-onde, si vede come sia sempre difficile spiegare i risultati ottenuti.

Se le stazioni trasmittente e ricevente fossero sul livello del mare, si richiederebbe un raggio di curvatura della traiettoria delle onde elettromagnetiche, pari al raggio della terra, il che esigerebbe l'esistenza, in tutto il percorso, di gradienti di temperatura che, per il segno e per l'elevato valore, non possono verificarsi normalmente in pratica. Il fatto che la stazione trasmittente era a 750 m e la ricevente a circa 340 m sul livello del mare, rende ancora meno plausibile un tale meccanismo del fenomeno.

Può invece, a nostro avviso, ritenersi che, dei raggi riflessi dal proiettore, una parte, cioè quelli diretti all'ingrosso verso l'orizzonte geometrico, giungano in prossimità del livello del mare senza troppo discostarsi dalla forma rettilinea. Negli strati atmosferici a contatto del mare, dove possono ammettersi, per brevi altezze, notevoli gradienti positivi di temperatura, i raggi stessi potrebbero incurvarsi e, in parte seguendo la superficie della terra, in parte distaccandosi da essa, potrebbero raggiungere, sebbene fortemente attenuati, il ricevitore, a condizione che questo non sia troppo al di là dell'orizzonte geometrico.

Questo modo di concepire il fenomeno della propagazione che chiama in causa la rifrazione ottica, e quindi lo stato fisico dell'atmosfera nella immediata vicinanza del mare, si riallaccia alla convinzione, da noi espressa qualche anno fa ([8]), che nella propagazione delle onde corte (e a più forte ragione, aggiungiamo, in quella delle micro-onde) abbia notevole influenza lo stato degli strati inferiori dell'atmosfera. Dicevamo invero allora, che questi strati « anch'essi ionizzati in diversa misura, sede di emanazioni radioattive e di vapori di varia natura, sottoposti a vicende meteoriche, forse forniranno una esauriente spiegazione delle anomalie rilevate, rispetto al quadro tracciato dalla teoria della rifrazione ionica ».

Sarebbe oltremodo desiderabile approfondire sperimentalmente le ricerche sull'indice di rifrazione dell'aria in varie condizioni di temperatura, di pressione, in presenza di vapori e via dicendo, alle frequenze radiotelegrafiche, per vedere quanto plausibilmente possa invocarsi la curvatura dei raggi elettromagnetici per spiegare il fatto che essi seguono la curvatura della terra.

Ma se la propagazione delle micro-onde si svolge nel modo sopra supposto, sulla intensità del segnale avrebbero sempre notevole influenza tutti quegli elementi che possono influire sullo stato di densità e di agitazione degli strati atmosferici e specialmente di quelli prossimi alla superficie della terra.

In tal caso le portate raggiungibili al di là di quella geometrica, sarebbero sempre influenzate da fenomeni capricciosamente e rapida-

---

([8]) G. PESSION: Considerazioni sulla propagazione delle onde elettromagnetiche - L'Elettrot., 1927, XIV, p. 666.

mente variabili e su di esse poco si potrebbe contare per un servizio sicuro e commerciale. L'applicazione delle micro-onde sarebbe così fatalmente limitata, su per giù, alla portata ottica ed esse si presterebbero quindi per le sole comunicazioni a piccole distanze.

Non può però escludersi, che con ricevitori più elaborati, nei quali l'amplificazione sia portata ad elevatissimi valori, e con trasmettitori più potenti a fascio molto concentrato, anche l'esigua energia, che ad una determinata distanza giunge per diffrazione, possa rivelarsi sufficiente ed il servizio possa svolgersi a distanze superiori alla portata geometrica senza le incertezze, che derivano da un intervento precipuo delle mutevoli condizioni fisiche dell'atmosfera.

Una parola definitiva potrà essere detta quando, come ci auguriamo, esperienze possano essere condotte ininterrottamente, di giorno e di notte, almeno per un ciclo stagionale completo, cioè per almeno un anno, e con ricevitori di elevata sensibilità.

I TRIODI A RISCALDAMENTO INDIRETTO QUALI GENERATORI DI MICROONDE

AMEDEO GIACOMINI

Si riferiscono i risultati di alcune esperienze intese a stabilire, se ed in quali condizioni i triodi a catodo riscaldato indirettamente siano atti alla generazione di microonde.

I valori delle lunghezze d'onda ottenuti sono confrontati con quelli calcolati secondo Scheibe.

Si descrive inoltre un metodo elettro-acustico che è stato usato per la misura delle lunghezze d'onda.

1. — Allorchè Barkhausen e Kurz (1) scoprirono che un triodo avente la griglia ad un potenziale fortemente positivo, rispetto al filamento, e la placca ad un potenziale negativo o nullo, è sede di oscillazioni di altissima frequenza, attribuirono, come è noto, il fenomeno ad un movimento di va e vieni degli elettroni nello spazio filamento-placca.

Il calcolo del periodo delle oscillazioni, in funzione delle dimensioni degli elettrodi e delle tensioni a questi applicate, venne eseguito dagli stessi Barkhausen e Kurz, per triodi ad elettrodi piani e trascurando, per semplicità, l'influenza delle cariche spaziali. Ma tale calcolo non potè avere completa e sicura conferma sperimentale perchè, tra l'altro, fu constatato che soltanto i triodi con griglia e placca cilindriche e con il catodo costituito da un filamento rettilineo di tungsteno erano atti a presentare questo tipo di oscillazioni (2).

Per triodi ad elettrodi cilindrici, il calcolo in questione venne ripreso da Scheibe (3) e portò al risultato espresso dalla formula:

$$\lambda = \frac{4\,c\,r_g}{\sqrt{2\,\frac{m}{\epsilon}\,V_g \cdot 10^8}} \left\{ f_1\left(\sqrt{\log \frac{r_g}{r_f}}\right) + f_2\left(\sqrt{\frac{V_g}{V_g - V_a} \cdot \log \frac{r_a}{r_g}}\right) \right\} \qquad (1)$$

nella quale λ è la lunghezza in cm delle onde emesse, ϵ ed m sono

(1) Phys. Zeits., 1920, XXI, p. 1.

(2) A questo proposito anche G. Potapenko (Phys. Rev., 1932, XXXIX, p. 630) giunge alle stesse conclusioni. Soltanto H. E. Hollmann (Phys. Zeits., 1930, XXXI, p. 56) ottiene le oscillazioni usando triodi, nei quali alcuni filamenti di tungsteno sono situati lungo le generatrici di un cilindro esterno alla griglia.

W. I. Romanoff (Phys. Zeits., 1927, XXVIII, p. 770) accenna alla possibilità di ottenere oscillazioni di B. K. con triodi ad elettrodi piani senza per altro dare risultati sperimentali.

(3) Ann. d. Phys., 1924, LXXIII, p. 54.

la carica e la massa elettroniche, espresse, rispettivamente, in unità assolute elettromagnetiche ed in grammi; c è la velocità della luce in cm/s; r_f, r_g, r_a sono, rispettivamente, i raggi del filamento, della griglia e della placca in cm; V_g e V_a sono le tensioni applicate alla placca espresse in volt; le funzioni f_1 e f_2 hanno la forma:

$$f_1(x) = x\, e^{-x^2} \int_0^x e^{u^2}\, du \qquad ; \quad f_2(x) = x\, e^{x^2} \int_0^x e^{-u^2}\, du .$$

Le ricerche dello Scheibe e di altri sperimentatori si conclusero solo con una parziale conferma della teoria, inquantochè si riconobbe che l'accordo fra la previsione teorica ed il risultato sperimentale si limitava, con la precisione del 10 %, ad un particolare intervallo (variabile da triodo a triodo) dei valori delle tensioni applicate, e mancava per tutto il restante campo delle tensioni stesse. Per di più va aggiunto che, in queste ricerche, non fu possibile, per ragioni costruttive, uno studio della dipendenza della lunghezza d'onda dal rapporto r_a/r_f che compare nella (1).

2. — Il duplice desiderio, di accertare se fosse possibile ottenere oscillazioni di alta frequenza con triodi aventi un catodo diverso da quello sopra citato e di indagare come la lunghezza d'onda dipenda dal rapporto r_g/r_f, mi ha portato a ricercare se fosse possibile ottenere oscillazioni di Barkhausen e Kurz con triodi del tipo a riscaldamento indiretto (4). Questi, infatti, oltre che una diversa forma del catodo, presentano la particolarità che in essi il rapporto r_g/r_f è molto più piccolo che non nei triodi a filamento di tungsteno: e ciò perchè, mentre il diametro della griglia varia di poco nei due tipi (come da uno a due, tanto per fissare gli ordini), il diametro del catodo varia assai maggiormente (come da uno a venti).

Postomi dunque in questo ordine di idee, primo compito doveva essere quello di attuare condizioni tali, per cui il triodo entrasse in oscillazione. Sono riuscito in questo intento, grazie all'uso di alcuni accorgimenti che riguardano essenzialmente la scelta della corrente di accensione dei triodi. Limito questa mia esposizione alla indicazione della disposizione sperimentale usata e dei primi risultati ottenuti.

3. — Lo schema dei circuiti oscillanti usati corrisponde sostanzialmente a quello di Tank e Schiltknecht (5) ed è indicato in fig. 1. Esso ha di caratteristico questo: che, oltre al consueto sistema di Lecher L_1, connesso alla griglia ed alla placca del triodo, ne possiede un secondo L_2 ai capi del filamento. Con questa disposizione non è più necessario porre ai capi del filamento delle impedenze di arresto ad alta frequenza (le quali spesso assolvono male il loro compito) perchè il sistema di Lecher L_2, il quale è da considerarsi unicamente

---

(4) Phys. Rev., 1932, XLI, p. 113. Cfr. anche: « Technischer Bericht n. 47 des Heinrich-Hertz-Instituts », Berlino, ottobre 1931 (non pubblicato).

(5) Helv. Phys. Acta, 1928, I, p. 100.

come un sistema assorbente, può venire di volta in volta disaccordato sull'onda emessa.

La lunghezza efficace di ciascuno dei sistemi di Lecher, L_1, L_2, viene variata facendo scorrere lungo i fili un ponte-condensatore P_1, P_2, costituito da due dischi circolari (diametro 20 cm) in alluminio,

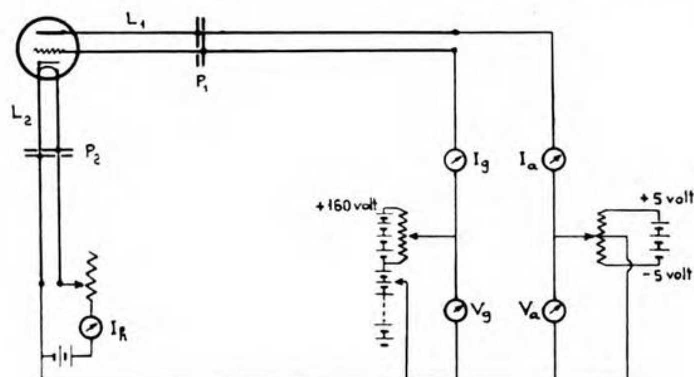


Fig. 1. — Schema del generatore di microonde.
L_1, L_2, sistemi di Lecher; P_1, P_2, ponti-condensatore a dischi.

separati tra loro da un foglio di mica ed elettricamente connessi ai fili di Lecher, rispetto ai quali sono perpendicolari.

Ho eseguito le misure di lunghezza d'onda valendomi di un terzo sistema di Lecher (L_3 in fig. 2) il quale viene accoppiato leggermente

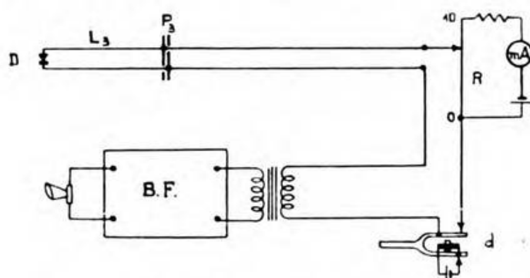


Fig. 2. — Dispositivo per la misura della lunghezza d'onda e della f. e. m. media ai capi del contatto rettificatore.

al circuito oscillante primario. Come si vede in fig. 2, alla rivelazione delle correnti ad alta frequenza provvede un contatto rettificatore (zincite-tellurio). La corrente rettificata però, anzichè essere inviata ad un galvanometro, come nelle solite disposizioni, è periodicamente interrotta mediante un interruttore comandato da un diapason (200 hertz) ed inviata al primario di un trasformatore di bassa frequenza.

Il secondario di quest'ultimo è collegato ad un amplificatore che alimenta una cuffia od un altoparlante. Spostando il ponte a dischi P_3 si trovano assai comodamente i nodi ed i ventri di tensione nei quali il suono emesso dall'altoparlante rispettivamente si annulla o raggiunge un massimo assai marcato.

Con questo metodo si ottengono: maggiore sensibilità (dovuta alla possibilità di usare l'amplificatore) e, sovra tutto, maggiore praticità nelle determinazioni delle distanze infranodali. E' noto infatti, che le curve di sintonia per l'accordo di un Lecher sono assai acute e che, quando si usi un galvanometro, di periodo pur non inferiore a 1,5-2 secondi, la ricerca dei massimi di corrente è assai penosa. In fig. 2 è altresì indicato come si possa inserire nel circuito una porzione del reocordo R, tra gli estremi del quale viene stabilita, per esempio, una differenza di potenziale di 10 millivolt. Il dispositivo permette di avere un'indicazione del valore medio della tensione pulsante, che esiste agli estremi del contatto rettificatore. Basta per questo spostare il ponte P_3 del sistema di Lecher sino a che il suono dato dall'altoparlante raggiunga un massimo e poi, movendo il cursore del reocordo, che si suppone fosse inizialmente nella posizione O, ricondurre l'altoparlante al silenzio.

4. — Ho sperimentato dapprima su triodi Telefunken 1104.

Riscaldando il catodo fino alla temperatura indicata dalla Casa costruttrice e dando successivamente alla griglia tensioni comprese tra + 10 e + 80 volt, ed alla placca tensioni comprese tra + 5 e — 5 volt, non ho potuto ottenere oscillazioni.

Soltanto una riduzione dell'emissione elettronica, corrispondente ad una diminuzione del 15 % ÷ 20 % della corrente riscaldante il catodo, permette l'innesco di oscillazioni per i valori sopra indicati delle tensioni di griglia e di placca. Questo comportamento può trovare una spiegazione nel fatto, che le oscillazioni di Barkhausen-Kurz sono legate, attraverso valori preferenziali, non solo alle tensioni di griglia e di placca, ma anche alla intensità di emissione del filamento ([6]). Ora, per le indicate basse tensioni di griglia, l'emissione del catodo a ossidi, riscaldato normalmente, risulta eccessiva; di qui la necessità di una riduzione della corrente di accensione del tubo.

Nè d'altra parte si può riscaldare il catodo a temperatura normale e forzare la tensione di griglia V_g, perchè, oltre i 120 ÷ 130 volt, la griglia stessa diventa incandescente e le radiazioni termiche, che da essa si dipartono, cagionano un rapido deterioramento degli ossidi depositati sul catodo.

A questo punto va notato che, anche riducendo del 15 % la corrente riscaldante il catodo, qualora V_g superi i 120-130 volt, la griglia si riscalda e ciò provoca un aumento dell'emissione catodica. Detto aumento si riflette in un maggior riscaldamento della griglia ed è evidente che, in breve tempo, si ricade nell'inconveniente sovra accennato.

È tuttavia possibile sperimentare con tensioni di griglia supe-

([6]) Vedi, ad es.: E. W. GILL: Phil. Mag., 1931, XII, p 843.

riori ai 120-130 volt purchè, di mano in mano che la griglia si riscalda, si diminuisca la corrente di accensione in modo da ricercare un equilibrio termico relativo alle due sorgenti, interna ed esterna, che provocano il riscaldamento degli ossidi. È ovvio che in tal modo, fissata una certa tensione di griglia, vi è un valore massimo dell'emissione che non va superato mentre ne sono ammessi tutti i valori inferiori.

Per l'influenza su accennata che il riscaldamento della griglia esercita sull'emissione catodica, e perchè notoriamente con i catodi ad ossidi non si riesce a raggiungere la saturazione ([7]), non è possibile sperimentare ad emissione costante, quando si vari il potenziale della griglia.

Nelle esperienze eseguite coi medesimi tubi ho potuto osservare che, per potenziali di griglia superiori ai 10 volt, i fili di griglia sono circondati da un'aureola azzurro-verdastra, indicante chiaramente che il vuoto nell'ampolla non è molto spinto. Tale luminosità si fa più intensa e più diffusa per valori crescenti della tensione di griglia, ma non pregiudica l'innesco delle oscillazioni sino a quando non invade completamente il tubo.

Ho altresì osservato, che alcuni triodi, i quali difficilmente oscillavano da principio, dopo l'innesco della scarica, la quale cessa spontaneamente entro alcuni minuti, davano oscillazioni di maggiore ampiezza. Ho pensato, che ciò si debba attribuire ad un miglioramento del vuoto del triodo stesso, causato dal noto fenomeno di indurimento, che si verifica in tutti i tubi a scarica.

5. — I risultati delle prime misure eseguite possono compendiarsi nel modo seguente :

a) *Per valori costanti delle tensioni applicate al tubo, la lunghezza dell'onda emessa dipende linearmente dalla lunghezza l del sistema di Lecher connesso tra la griglia e la placca.* Le oscillazioni sono quindi, secondo la classificazione di Hollmann ([8]), del tipo Gill-Morrell. Come si vede in fig. 3, il triodo oscilla soltanto pei valori di l (e quindi di λ) compresi in determinati intervalli : A, A'.... che chiameremo brevemente *primo, secondo,....* intervallo di oscillazione.

Grafiche di questo tipo si possono ottenere sperimentando su triodi normali, senonchè, per i valori di l compresi, ad esempio, tra il termine del primo intervallo e l'inizio del secondo, si trova, generalmente, che il tubo è sede di oscillazioni del tipo Barkhausen-Kurz : di oscillazioni cioè il cui periodo è assolutamente indipendente dalle caratteristiche del sistema oscillante. Non è da escludere, che lo stesso avvenga per i triodi a riscaldamento indiretto e che, nel caso attuale, questo fatto non possa essere messo in evidenza a causa della piccola ampiezza delle oscillazioni. Ciò appare plausibile, se si tiene presente che le correnti di placca, le quali vengono generalmente

---

([7]) H. Rothe : Z. S. f. Phys., 1926, XXXVI, p. 737.
([8]) Ann. d. Phys., 1928, LXXXVI, p. 129.

ritenute all'incirca proporzionali all'ampiezza delle oscillazioni (9), sono assai esigue (cfr. i valori di I_a in fig. 3).

Per questa ragione non è possibile effettuare determinazioni di lunghezza d'onda anche in casi nei quali il tubo è certamente in regime di oscillazione. Così, ad esempio, non mi è riuscito accertare quali siano le lunghezze d'onda che competono ai valori di l con cui terminano gli intervalli A ed A' di fig. 3; e ciò quantunque vi sia

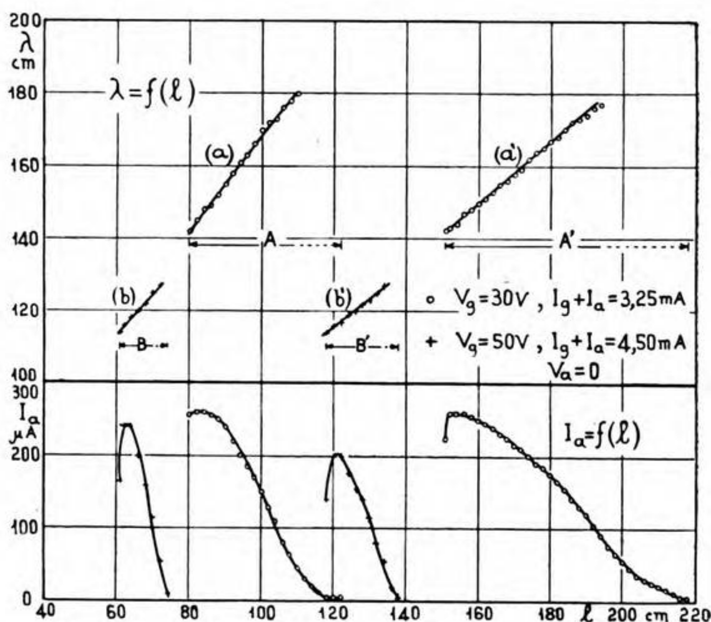


Fig. 3. — Lunghezza d'onda λ e intensità di corrente anodica I_a in funzione della lunghezza l del sistema di Lecher L_1.

un gruppo di valori di l per i quali il triodo è ancora in oscillazione, come si può dedurre dal fatto che la corrente anodica I_a non è nulla. Ad avvalorare questa ipotesi sta il fatto che, analogamente a quanto venne riscontrato da Hollmann (10), l'innesco delle oscillazioni in corrispondenza degli estremi degli intervalli A, A',... è brusco o no

(9) G. Potapenko: Phys. Rev., 1932, XXXIX, p. 632. A. Rostagni (L'Elettricista, 1930, VIII, p. 97) trova che i massimi della corrente anodica non coincidono con i massimi di ampiezza delle oscillazioni. Non mi è stato possibile verificare ciò perchè, per avere un'indicazione della corrente oscillante in un nodo di tensione del sistema di Lecher L_1, avrei dovuto fare uso di un circuito aperiodico e perciò troppo poco sensibile.

(10) Ann. d. Phys., 1928, LXXXVI, p. 129.

secondo che si sposti il ponte condensatore nel senso delle l crescenti o nel senso opposto.

b) *Un accrescimento delle tensioni di griglia o di placca cagiona uno spostamento degli intervalli di oscillazione verso la regione delle* λ, *rispettivamente, minori o maggiori.* In fig. 3, ad esempio, è mostrato come mutino gli intervalli di oscillazione, se si cangia la tensione di griglia.

Se, compatibilmente con quanto sopra si disse, si mantiene costante l'emissione catodica, gli intervalli, oltre che in posizione, variano anche in ampiezza; e precisamente, per ogni valore dell'emissione, vi è un valore di V_g (di V_a) per il quale gli intervalli hanno ampiezza massima.

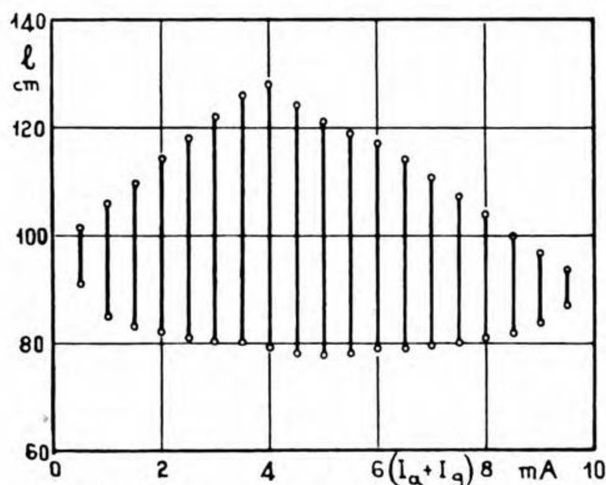


Fig. 4. — Estensione e limiti del primo intervallo di oscillazione in funzione della corrente di emissione.

Inversamente, *fissato un particolare valore di* V_g *(di* V_a*), gli intervalli mutano di ampiezza e di posizione al variare della emissione catodica* (fig. 4).

c) La dipendenza di λ da l non esclude una dipendenza della λ stessa dalle tensioni applicate al triodo. E infatti, *tenendo fermo il valore di* l, *si possono ottenere piccole variazioni di lunghezza d'onda col variare entro ampi limiti le tensioni di placca e di griglia* [11].

d) Una più significativa legge del tipo $\lambda = f\ (V_g)$ può stabilirsi introducendo una condizione: quella di associare a ciascun valore di V_g quel valore di l, e quindi di λ, cui corrisponde un mas-

[11] Questo spiega perchè i segmenti *a* ed *a'* (fig. 3) non sono allineati con quelli *b* e *b'*, rispettivamente.

simo per l'ampiezza delle oscillazioni. È ovvio che in questo criterio vi è dell'arbitrario; sarebbe altrettanto lecito prendere i valori di l e quindi quelli di λ, coi quali si iniziano gli intervalli A, B,... (fig. 3), oppure scegliere quelli corrispondenti al termine di detti intervalli. Non solo, ma occorre che ad ogni valore di V_g venga associato un

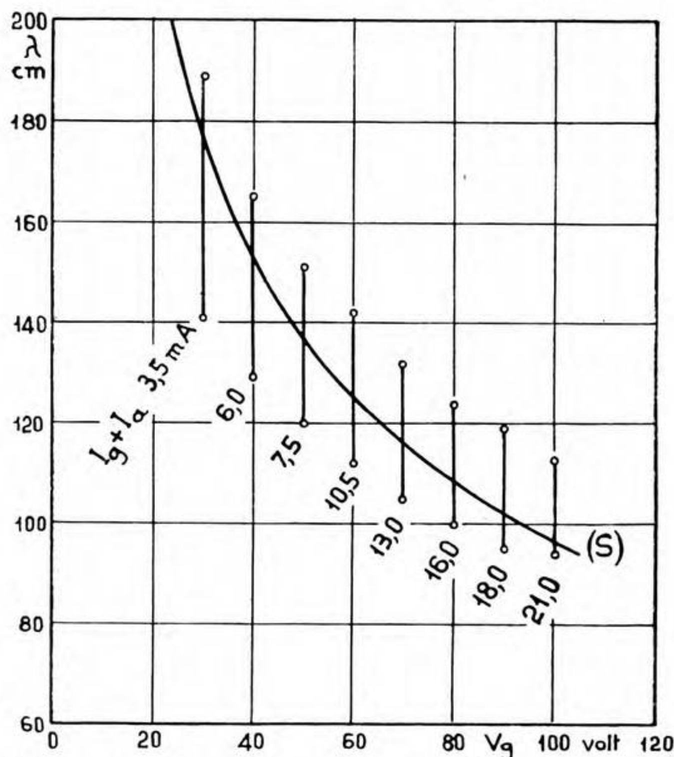


Fig. 5. — Lunghezze d'onda calcolate secondo Scheibe e lunghezze d'onda ottenute sperimentalmente nel primo intervallo di oscillazione, in funzione della tensione di griglia.

particolare valore dell'emissione catodica, chè, in caso contrario, le oscillazioni sono possibili solo in un ristretto campo pei valori di V_g [cfr. comma b)]. E siccome per ciascun valore di V_g esiste tutto un gruppo di valori dell'emissione (cfr. fig. 4) per i quali le oscillazioni sono possibili, occorrerà introdurre un secondo criterio che stabilisca quale di essi debba essere scelto.

Non è tuttavia privo d'interesse un raffronto fra le grafiche che in tal modo si ottengono e quella che si riferisce alla formula di Scheibe. In fig. 5 sono riportati, per diverse tensioni di griglia, tutti i valori di λ che corrispondono ai valori di l del primo intervallo di oscillazione (segmenti verticali).

Nella determinazione degli intervalli stessi, è stato associato a ciascun valore di V_g quel valore della corrente di emissione (più esattamente di $I_a + I_g$) per il quale l'intervallo aveva la massima ampiezza. Nelle condizioni suesposte, si trova che le λ, alle quali compete la massima ampiezza di oscillazione, sono quelle stesse con le quali principiano gli intervalli.

Come si vede, le lunghezze d'onda, calcolate secondo Scheibe, si avvicinano piuttosto ai valori medi degli intervalli di oscillazione, che non ai valori pei quali le oscillazioni hanno ampiezza massima. Che se poi si deve ritenere, secondo Hollmann ([12]), che le oscillazioni elettroniche alle quali solo si devono applicare le considerazioni cinematiche che conducono alle formule di Barkhausen-Kurz e di Scheibe, sono quelle da me sperimentalmente non messe in evidenza, e relative agli intervalli per l intercalati tra gli intervalli A e A', B e B',..., allora, siccome le lunghezze d'onda che sarebbero da aspettarsi sono maggiori o tutt'al più eguali a quelle relative al termine di detti intervalli, si deve dedurre che la formula di Scheibe non rispecchia i dati sperimentali (ben inteso nel campo considerato per le tensioni di griglia [$V_g \leq 100$ volt] e nelle condizioni sopra dette).

6. — Per avere un'indiretta indicazione della potenza irradiata da questi oscillatori ho sostituiti i sistemi di Lecher L_1 di fig. 1, ed L_3 di fig. 2, con antenne oscillanti su mezza lunghezza d'onda e, facendo uso del dispositivo di compensazione già illustrato, ho misurato il valore medio E delle tensioni disponibili agli estremi del contatto rettificatore (quest'ultimo era naturalmente situato nel punto di mezzo dell'antenna ricevente).

Per una distanza di 50 cm tra antenna trasmettente ed antenna ricevente i valori di E sono dell'ordine di $5 \cdot 10^{-3}$ volt e dipendono, naturalmente, oltre che dalla sensibilità del rettificatore, anche dalla lunghezza d'onda scelta.

7. — È da notare, che la possibilità di ottenere oscillazioni di altissima frequenza da triodi con catodi ad ossidi, riscaldati a temperatura non superiore alla normale, ovvia all'inconveniente, generalmente osservato, della breve vita che hanno i triodi a filamento di tungsteno, quando vengono usati per lo stesso scopo: infatti i loro filamenti sono soggetti a rapido consumo, causa la temperatura superiore alla normale cui devono essere portati.

Fra i triodi con catodo riscaldato indirettamente e con simmetria cilindrica, si sono mostrati atti alla produzione di microonde anche i seguenti: R. C. A. 227; Philips E 424 N; Zenith L I 4090.

Mi sia permesso ringraziare il prof. G. Polvani per i numerosi consigli che cortesemente mi ha dati.

Milano, 20 ottobre 1932-X.
Istituto di Fisica della R. Università.

([12]) Proc. I. R. E., 1929, XVII, p. 229.

RADDRIZZAMENTO DI TENSIONI ALTERNATIVE AD ALTISSIMA FREQUENZA (10^9 HERTZ) MEDIANTE DIODI

NELLO CARRARA

Si descrivono alcune esperienze, durante le quali è stata ottenuta la rettificazione, mediante diodi, di tensioni alternative a frequenza altissima (10^9 hertz). Viene proposta una interpretazione teorica di tale rettificazione, ed eseguito il confronto con la rettificazione di tensioni alternative alle radiofrequenze ordinarie.

1. — In un precedente lavoro (1) sono esposti i risultati di alcune ricerche, condotte allo scopo di riconoscere le migliori condizioni, nelle quali debbono trovarsi i triodi, per la ricezione delle microonde (frequenze dell'ordine di 10^9 hertz). Sembra che i triodi riceventi, i quali debbono avere la griglia ad una tensione assai elevata positiva e la placca ad una tensione di poco inferiore a quella dell'estremo positivo del filamento, si comportino semplicemente come diodi rettificatori ad elettrodi così ravvicinati, che l'inerzia degli elettroni diventa trascurabile, anche quando la tensione di placca varia periodicamente con le frequenze più alte.

Nel corso di ricerche, eseguite con oscillatori del tipo Barkhausen e Kurz atti a irradiare microonde, abbiamo constatato che la rettificazione è possibile anche con diodi, pure essendo il rendimento notevolmente inferiore a quello dei triodi con griglia fortemente positiva.

La disposizione usata nelle esperienze è la seguente. L'antenna trasmettente, alimentata dall'oscillatore mediante una opportuna linea di trasmissione, irradia onde di 50 cm di lunghezza (frequenza $0,6 \cdot 10^9$ hertz), con una potenza certamente superiore a 2 watt, perchè il filamento di una lampadina tascabile da 2,5 watt, inserita nel centro di un'antenna di 25 cm di lunghezza (fig. 1) e posta nelle immediate vicinanze dell'antenna trasmettente, vien portato all'incandescenza.

Alla distanza di circa un metro da questa antenna è collocata l'antenna ricevente, connessa, mediante una linea di trasmissione, con la griglia e con l'estremo negativo del filamento di uno di quei triodi, che l'esperienza ha mostrato essere fra i più adatti per la ricezione delle microonde (Métal T. M. C.). La linea di trasmissione consta (fig. 2) di un primo tratto $A\ B$, formato con due conduttori cilindrici concentrici, costituenti una linea (*feeder*) di impedenza caratteristica eguale alla resistenza di radiazione dell'antenna, e di un tratto $B\ C$, costituito da due conduttori paralleli, di lunghezza e distanza varia-

(1) N. Carrara: A. F., 1932, I, p. 6.
N. Carrara: Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 1615.

bili, aventi l'ufficio di trasformatore di accoppiamento fra il tubo ricevente e il « feeder ».

Il triodo, alloggiato in una scatola metallica schermante, insieme con il tratto *B C*, ha la griglia e il filamento (estremo negativo) collegati fra di loro attraverso un microamperometro, mentre la placca può, indifferentemente, essere connessa con la griglia, oppure restare isolata. Così il sistema griglia-filamento si comporta come un diodo. La

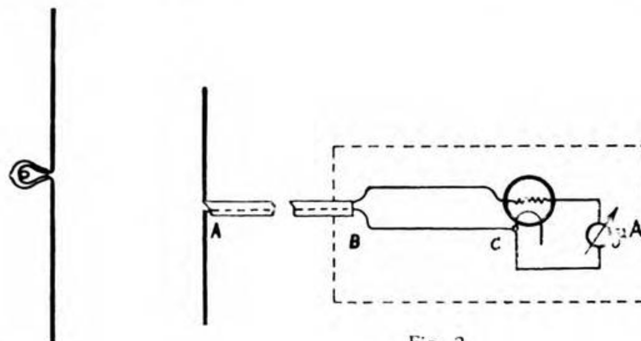


Fig. 1. — Lampadina ad incandescenza munita di antenna ricevente.

Fig. 2.
Disposizione del diodo rettificatore griglia-filamento.

placca, quando è isolata, raccoglie un certo numero di elettroni ed assume potenziale negativo, il valore del quale dipende dalle condizioni di isolamento. Tuttavia l'influenza di questo potenziale sul comportamento del sistema griglia-filamento, appare trascurabile (2). Le dimensioni dell'apparecchio sono le seguenti: lunghezza dell'antenna 25 cm; lunghezza del « feeder » 50 cm; lunghezza, distanza e diametro dei fili del tratto *B C* rispettivamente 15 ; 2 ; 0,4 cm.

La corrente normale, letta sul microamperometro, è di qualche μA e sale a circa 200 μA, quando l'antenna ricevente è investita dalle microonde. Si può determinare l'ordine di grandezza dell'ampiezza della tensione (periodicamente variabile alla frequenza delle microonde), applicata agli elettrodi del tubo e che dà luogo ad una tale variazione della corrente di griglia, usando il tubo stesso come rettificatore, nel modo, ben diverso, esposto nel lavoro precedentemente citato; e precisamente collegando i terminali di destra del tratto *B C* della linea di trasmissione non già con la griglia e con il filamento (estremo negativo), ma con la placca e con il filamento (sempre estremo negativo), mentre la griglia è sottoposta ad

(2) Si constata questa circostanza anche nella pratica dei voltmetri elettronici a valor massimo, nei quali si impieghi, come diodo, il sistema griglia-filamento di un triodo.

una tensione fortemente positiva (200 volt) e la placca stessa è tenuta ad un potenziale base V_0 di + 1,6 volt (la caduta di tensione ai capi del filamento essendo 2,25 volt). Con questa disposizione, la corrente di placca sale da circa 200 μA a circa 4 mA, quando l'antenna ricevente è investita dalle microonde. La caratteristica statica, corrente di placca-tensione di placca, del triodo così impiegato, può esprimersi nel modo seguente : $I_p = 0$ per $V_p < 0$; $I_p = C\,V^n_p$, con $C = 100$ (per I_p in μA, V_p in volt), ed $n = 5/2$, per $0 \leq V_p \leq 2$. Per tensioni di placca superiori a 2 volt, l'esponente gradatamente diminuisce, tendendo al valore 3/2. Per alcuni valori singolari della tensione di placca, si hanno valori anomali della corrente di placca, dovuti all'innesco di oscillazioni elettroniche fra gli elettrodi del tubo.

Supponendo per un momento $I_p = C\,V_p^{5/2}$ per qualunque $V_p > 0$, una tensione alternativa $V \operatorname{sen} \omega t$, applicata alla placca, (nell'ipotesi che il potenziale base di quest'ultima sia zero) dà luogo ad una corrente rettificata, nel circuito di placca,

$$I = \frac{C\,V^{5/2}}{T} \int_0^{T/2} \operatorname{sen}^{5/2} \omega t \, d t = \frac{C\,V^{5/2}}{T\sqrt{\pi}} \cdot 0{,}8 \,. \qquad (1)$$

L'integrale è stato calcolato facendo uso delle funzioni Γ di Eulero :

$$\int_0^{\pi/2} \operatorname{sen}^n \alpha \, d \alpha = \frac{\sqrt{\pi}}{2} \, \frac{\Gamma\left(\frac{n+1}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{n+2}{2}\right)} \,.$$

Per $I = \sim 4$ mA, la formula precedente fornisce $V = \sim 8$ volt. In pratica, come si è detto, si dà alla placca una tensione di polarizzazione V_0 positiva, perchè così si aumenta l'azione raddrizzante (3); in tal caso, per ottenere la stessa corrente raddrizzata, è sufficiente una tensione di ampiezza inferiore ad 8 volt. D'altra parte si riconosce che, quando la tensione di polarizzazione della placca è nulla, l'ampiezza stessa deve superare tale valore, perchè per $V_p > 2$ volt, l'esponente gradatamente scende al disotto del valore 5/2. Non è possibile tener conto col calcolo di questi due effetti; siccome però, almeno in parte, si compensano, riteniamo di non essere troppo lontani dal

(3) N. CARRARA : A. F., loc. cit. Per tubi, aventi caratteristiche del tipo $I_a = k\,V_a^2$, ciò può esser dimostrato agevolmente. Quando $V_0 = 0$, la corrente raddrizzata, dovuta al potenziale variabile, ha il valore $k\,V^2/4$; cresce fino a $k\,V^2/2$, mentre V_0 cresce da 0 a V, e resta invece eguale a $k\,V^2/2$ per $V_0 > V$. In quest'ultimo caso l'azione raddrizzante del tubo, che si può ritenere misurata da $\left(\frac{\partial^2 I_a}{\partial V_a^2}\right)_{V_0}$, è indipendente da V_0. Evidentemente per tubi aventi caratteristica del tipo $I_a = k\,V_a^n$, con $n > 2$, la corrente raddrizzata deve crescere, a maggior ragione, con V_0, perchè cresce con V_0 l'azione raddrizzante.

vero assegnando a V i limiti $5 \div 10$ volt. Siccome il valore di V, per i valori indicati di I e delle tensioni di alimentazione del tubo, è, secondo la (1), indipendente dalla frequenza della tensione alternativa, abbiamo applicato al tubo (fig. 3) una tensione alternativa di frequenza 10^5 hertz e di ampiezza, misurata con un voltmetro elettronico a valor massimo, 8 volt: la corrente di placca è salita a 3,48 mA. Questo valore conferma assai bene i risultati delle considerazioni precedenti.

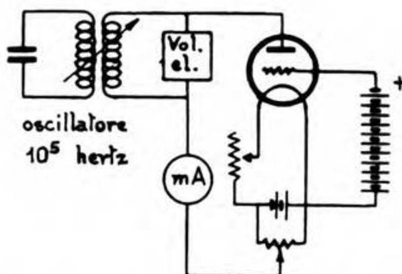


Fig. 3. — Disposizione del triodo con griglia positiva, per la rettificazione di una tensione alternativa a frequenza 10^5 hertz.

2. — E' possibile avanzare una giustificazione teorica del comportamento del tubo, usato come diodo (placca isolata). Per semplicità supponiamo che i due elettrodi, connessi con la linea di trasmissione, siano piani, paralleli, alla distanza d. Sia $V \operatorname{sen} \omega t$ il potenziale variabile applicato all'anodo (griglia), dove V, come accade nelle esperienze che si tratta di interpretare, è così grande da poter considerare nulle le velocità con cui gli elettroni emergono dal catodo. Trascuriamo inoltre la caduta di tensione lungo il filamento. Queste ipotesi si fanno normalmente anche nello studio della rettificazione, mediante diodi, di tensioni alternative a radiofrequenze ordinarie, delle quali il periodo T è grande in confronto con il tempo τ, che sarebbe necessario agli elettroni, sottoposti al potenziale V, per superare la distanza d. In tal caso tutti gli elettroni, emergenti dal catodo nei semiperiodi in cui la tensione è positiva, raggiungono l'anodo, mentre quelli emergenti nei semiperiodi successivi, durante i quali la tensione è negativa, vengono ricacciati nel catodo stesso. Se dunque la caratteristica statica del diodo è del tipo $I_a = k V_a$, ad una tensione oscillatoria di ampiezza V, corrisponde una corrente pulsante di ampiezza $k V$ e quindi di valor medio

$$I = \frac{k V}{\pi} . \qquad (2)$$

Quando, per la rettificazione delle microonde, si impiega il triodo con la griglia fortemente positiva, si ha, secondo quanto è detto nel lavoro più volte citato, la formazione di un catodo virtuale nelle im-

mediate vicinanze della placca, la quale è sottoposta alla tensione oscillatoria, dovuta alle microonde che investono l'antenna ricevente. La distanza tra questo catodo virtuale e la placca è così piccola che può essere superata dagli elettroni in un tempo inferiore al periodo delle microonde. Anche in questo caso è dunque lecito ritenere che, per tutta la durata dei semiperiodi, durante i quali la tensione è positiva, affluiscano alla placca gli elettroni emergenti dal catodo durante i semiperiodi stessi. Si è seguito tale concetto nel § 1 per valutare la corrente di placca, in funzione dell'ampiezza della tensione alternativa (formula (1)).

Nelle esperienze descritte nel § 1, nelle quali viene impiegato come diodo, per la rettificazione di tensioni alternative di ampiezza relativamente notevole e ad altissima frequenza, il sistema griglia-filamento del tubo, il periodo T è piccolo in confronto con τ. Ancora, senza dubbio, nei semiperiodi in cui la tensione è negativa, nessun elettrone può abbandonare il catodo; mentre ci si può aspettare che, nei semiperiodi in cui tale tensione è positiva, solo una parte degli elettroni, emergenti dal catodo, possa raggiungere l'anodo. In realtà accade, che tutti e solo gli elettroni, che emergono nella prima metà di tali semiperiodi, superano la spazio interelettrodico.

Infatti l'accelerazione, al tempo t, cui è sottoposto ogni elettrone, che percorra lo spazio interelettrodico, è :

$$a = \frac{e}{m} \frac{V}{d} \operatorname{sen} \omega t,$$

dove e ed m sono rispettivamente la carica e la massa dell'elettrone. Gli elettroni, emergenti dal filamento al tempo t_0, compreso fra 0 e $T/4$, con velocità per ipotesi nulla, hanno, al tempo t ($\geq t_0$), la velocità

$$v_t = \int_{t_0}^{t} a \, d t = \frac{e \, V}{m \, d \, \omega} (\cos \omega t_0 - \cos \omega t) ,$$

e, in un intero periodo, avanzano effettivamente verso l'anodo del tratto

$$s = \int_{t_0}^{T+t_0} v_t \, d t = T \frac{e \, V}{m \, d \, \omega} \cos \omega t_0 \; .$$

$$(1 \geq \cos \omega t_0 > 0, \quad \text{per} \quad 0 \leq t_0 < T/4) \; .$$

Invece gli elettroni, emergenti nell'intervallo di tempo fra $T/4$ e $T/2$, dopo essersi allontanati dal catodo, vi ricadono sopra, e non possono arrivare all'anodo, perchè per essi $\cos \omega t_0$ e quindi s sono negativi o nulli; nell'intervallo di tempo fra $T/2$ e T non emerge, come si è detto, nessun elettrone, essendo negativa l'accelerazione. Ciò vale anche per i successivi periodi. Per le ipotesi fatte, s è piccolo in confronto con d; possiamo perciò pensare, che gli elettroni in discorso

si muovano di moto uniforme, con velocità

$$v_m = \frac{e\,V}{m\,d\,\omega} \cos \omega\, t_0 \;.$$

Per maggior chiarezza, seguiremo, per giungere alle stesse conclusioni, anche un altro ragionamento.

Considieriamo un elettrone libero di muoversi in un campo elettrico alternativo. Ci si aspetterebbe che esso oscillasse intorno ad un punto fisso, come un semplice vibratore armonico. Ma ciò accade sol-

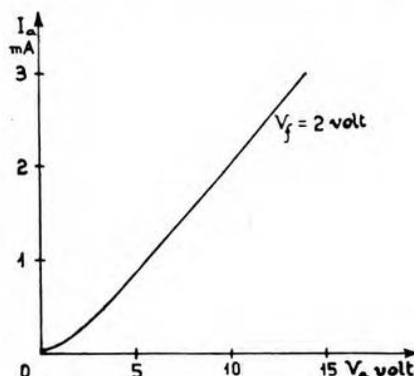


Fig. 4. — Caratteristica statica del diodo griglia-filamento con placca isolata.

tanto in un caso particolare ([4]). In generale l'elettrone oscilla intorno ad un punto P, che scorre con velocità costante nella direzione del campo, anche se, prima di essere sottoposto al campo stesso, l'elettrone avesse avuto velocità nulla. Il valore e il senso della velocità di scorrimento di P dipendono, in quest'ultima ipotesi, dal valore del campo alternativo all'istante t_0, al quale l'elettrone comincia a risentirne l'azione. Tale velocità è evidentemente la v_m già calcolata, per qualunque valore di t_0. Per $0 \leq t_0 < T/4$ l'elettrone ha velocità media v_m positiva; perciò può superare effettivamente lo spazio interelettrodico, mentre per $T/4 < t_0 \leq T/2$ l'elettrone ha velocità media v_m negativa, e quindi deve cadere sul catodo. Per $t_0 = T/4$, v_m è zero. Conseguentemente soltanto gli elettroni, emergenti dal catodo nell'intervallo di tempo $0 \leq t_0 < T/4$, raggiungeranno l'anodo. Le caratteristiche statiche sperimentali del tubo, usato come diodo, (fig. 4) sono del tipo $I_a = k\,V_a$, per $V_a \geq 0$, dove k è un'opportuna costante ed I_a e V_a sono la corrente e la tensione della griglia.

E' naturale ritenere, per quanto si è detto, che, quando l'anodo (griglia) è sottoposto al potenziale variabile V sen $\omega\, t$, in ogni intervallo

([4]) K. Darrow: Bell S. T. J., 1932, XI, pag. 576.

di tempo da t_0 a $t_0 + d\,t_0$, fra 0 e $T/4$, emergano dal filamento e, percorrendo lo spazio interelettrodico con la velocità media v_m, giungano all'anodo, tanti elettroni da trasportare la carica

$$I_a \, d\,t_0 = k\,V \text{ sen } \omega\,t_0 \; d\,t_0 \; .$$

La corrente anodica, dovuta alla rettificazione del potenziale variabile V sen $\omega\,t$, è allora:

$$I = \frac{1}{T}\int_0^{T/4} I_a \, d\,t_0 = \frac{k\,V}{2\,\pi} \; . \qquad (3)$$

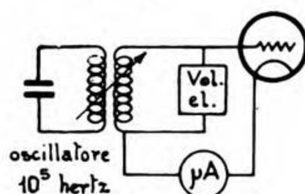


Fig. 5. — Disposizione del diodo griglia-filamento, per la rettificazione di una tensione alternata a frequenza 10^5 hertz.

Il valore di I fornito dalla (3) è esattamente la metà di quello fornito dalla (2), come apparisce ben naturale, se si pensa che in quest'ultimo caso si è integrata la I_a da 0 a $T/2$, perchè tutti gli elettroni emergenti dal catodo in tale intervallo raggiungono l'anodo, mentre nel primo la si è integrata fra 0 e $T/4$.

I risultati delle esperienze di cui al § 1 ($I = \sim 200$ μA) sembrano convalidare abbastanza bene le considerazioni suesposte. Infatti dal grafico di fig. 4 si rileva che $k = \sim 0{,}2$ mA/volt, e perciò, per V compreso fra 5 e 10 volt, la I, secondo la (3), assume valori compresi fra 160 e 320 μA, mentre secondo la (2) dovrebbe assumere valori compresi fra 320 e 640 μA. D'altra parte, abbiamo applicato al sistema filamento-griglia del tubo, usato come diodo, una tensione alternativa di frequenza 10^5 hertz e di ampiezza 8 volt (nel qual caso è da applicare la (2)), secondo lo schema di fig. 5, e abbiamo ottenuto una corrente anodica (di griglia) di 450 μA.

Le considerazioni precedenti cadono in difetto, quando V è così piccolo, che non è più lecito trascurare le velocità iniziali degli elettroni e l'effetto della carica spaziale. Da ciò probabilmente dipende il fatto che, per distanze relativamente grandi fra le antenne trasmettente e ricevente, la ricezione delle microonde non è più possibile con la disposizione precedentemente considerata, mentre è ancora ottima con la disposizione normale (griglia fortemente positiva, linea di trasmissione connessa con la placca e con il filamento).

Livorno - R. Istituto Elettrotecnico e delle Comunicazioni della Marina.

AUMENTO DELLA MODULAZIONE NEI TRASMETTITORI RADIOTELEFONICI

FRANCO MARIETTI

Sono richiamati anzi tutto i principi della modulazione radiofonica e messi in evidenza i vantaggi, che presenta una elevata percentuale di modulazione nei trasmettitori radiofonici. Si esaminano in seguito i procedimenti per elevare al 100 % la percentuale di modulazione nei vecchi trasmettitori, trattando in modo differente il problema secondo che la modulazione avviene su uno stadio intermedio o sullo stadio finale. E' tracciato lo schema di calcolo delle modificazioni necessarie per ottenere una modulazione del 100 % nei trasmettitori con modulazione su uno stadio intermedio, ed è indicato il procedimento da seguire per elevare la percentuale di modulazione nei trasmettitori modulati sullo stadio finale. Come esempio pratico è descritto il complesso modulatore-modulato del trasmettitore di Torino, nel quale il grado di modulazione è stato ultimamente elevato dal 70 % al 100 %.

Si riassumono e si esaminano in appendice le classificazioni oggi più in uso per gli amplificatori a tubi elettronici.

1. - Generalità.

Le alte percentuali di modulazione sono state introdotte nella tecnica dei radiotrasmettitori da circa quattro anni; i trasmettitori costruiti precedentemente raggiungono gradi di modulazione relativamente modesti, che si aggirano intorno al 50-70 %. Sembra quindi non privo di interesse, sopratutto pratico, uno studio diretto a precisare, se e con quali modificazioni sia possibile ottenere una modulazione del 100 % nel caso di trasmettitori radiofonici di tipo non modernissimo.

Da un tale studio risulta che l'aumento al 100 % è possibile con modificazioni facilmente attuabili. Il procedimento varia però sostanzialmente, a seconda che si tratti di trasmettitori con modulazione su uno stadio intermedio, ovvero di trasmettitori con modulazione sullo stadio finale (diremo brevemente modulazione a bassa o ad alta potenza). In quest'ultimo caso le modificazioni da apportarsi sono più importanti, ma il risultato è egualmente sicuro e tanto più interessante, in quanto che i trasmettitori con modulazione ad alta potenza hanno generalmente un grado di modulazione assai limitato.

Sono noti i vantaggi che presenta una elevata percentuale di modulazione. Per metterli meglio in rilievo richiamiamo brevemente i principi della modulazione radiofonica, anche perchè ad essi dovremo sovente riferirci nel corso di questo studio.

2. - Cenni sulla modulazione.

La potenza nell'aereo di un trasmettitore, in assenza di modulazione, è :

$$P = R\, I^2 \;, \qquad (1)$$

dove I è il valore efficace della corrente di alimentazione dell'aereo (corrente portante di alta frequenza) (fig. 1) ed R la resistenza effettiva dell'aereo stesso rispetto ai morsetti di alimentazione. Se l'ampiezza della corrente, e quindi il suo valore efficace I, sono fatti variare sinoidalmente, con frequenza assai più bassa di quella propria

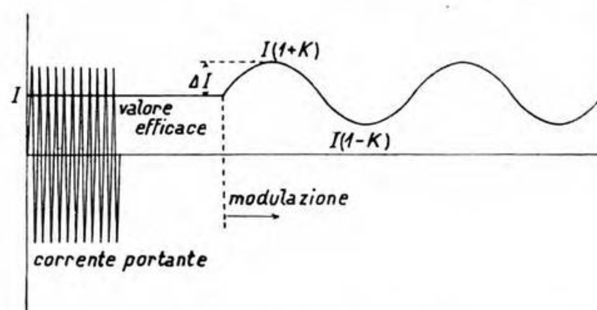


Fig. 1. — Modulazione a bassa frequenza di una corrente ad alta frequenza di valore efficace I.

della corrente portante, la potenza media nell'antenna aumenta e raggiunge il valore :

$$P_{\mathrm{mod}} = R \left(I^2 + \frac{1}{2} \Delta I^2 \right), \qquad (2)$$

dove ΔI rappresenta la massima variazione della corrente I. Se la variazione della corrente di aereo I è provocata direttamente od indirettamente per mezzo di un microfono, si ha la modulazione a frequenza musicale della corrente di alta frequenza nell'aereo.

Il coefficiente K di modulazione è dato dalla relazione :

$$K = \frac{\Delta I}{I} \,, \qquad (3)$$

ed è variabile tra 0 ed 1 ; espresso in percento dà la percentuale di modulazione.

La potenza di aereo in funzione del coefficiente di modulazione è :

$$P_{\mathrm{mod}} = P + \frac{1}{2} K^2 P \;, \qquad (4)$$

e l'aumento della potenza di aereo sotto modulazione:

$$\Delta P = P_{mod} - P = \frac{1}{2} K^2 P. \qquad (5)\ (6)$$

La potenza ΔP, che origina le frequenze laterali, è quella che viene fornita all'aereo oltre la potenza costante P dell'onda portante, per effetto della variazione (modulazione) della corrente portante di alta frequenza I.

La corrente di aereo varia tra $I - \Delta I$ ed $I + \Delta I$ e cioè tra $I\ (1 - K)$ e $I\ (1 + K)$ (valori efficaci riferiti ad intervalli di tempo dell'ordine di grandezza del periodo della corrente portante) e sale ad un nuovo valore efficace I_{mod} (riferito ad un intervallo di tempo dell'ordine di grandezza del periodo della corrente modulante):

$$I_{mod} = I \sqrt{1 + \frac{1}{2} K^2}\ . \qquad (7)$$

La potenza varia tra $(1 - K)^2\ P$ e $(1 + K)^2\ P$ ed il suo valor medio è indicato dalla (4).

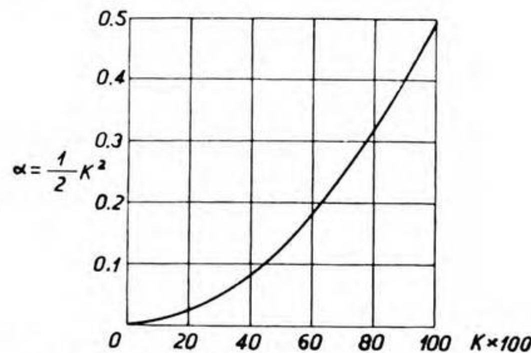


Fig. 2. — Valore relativo della potenza supplementare da fornire all'aereo per la formazione delle frequenze laterali, in funzione del grado di modulazione.

Quando $\Delta I = I$, si ha la massima variazione della corrente portante I. In tale caso la corrente di aereo è interamente modulata (percentuale di modulazione del 100 % o coefficiente $K = 1$); essa varia tra 0 e $2\,I$; la potenza di aereo varia corrispondentemente tra 0 ed il quadruplo della potenza P in assenza di modulazione ed il suo valore medio sale a 1,5 volte la potenza base, cioè $P_{mod} = 1{,}5\,P$; il valore efficace della corrente di aereo dato dalla (7) aumenta corrispondentemente a $1{,}226\,I$.

La curva della fig. 2 rappresenta la funzione $\alpha = (1/2)\ K^2$, dà cioè per ogni percentuale di modulazione il valore relativo della potenza addizionale nell'aereo per la formazione delle frequenze laterali.

La tensione a bassa frequenza, erogata da un rivelatore con caratteristica lineare, è proporzionale alla variazione (assoluta, non percentuale) dell'intensità di corrente ad alta frequenza nell'aereo di trasmissione e non dipende dal valore base di essa, supposto beninteso, che questo valore base sia almeno sufficiente per permettere la variazione considerata. L'intensità della ricezione dipende cioè dalla potenza sulle frequenze laterali (potenza addizionale ΔP) e non dalla potenza dell'onda supporto (potenza base P). Ad esempio: una trasmissione con 50 kW di onda portante, modulata al 100 %, ha una potenza di 25 kW sulle frequenze laterali; la ricezione ha la stessa intensità di quella che si otterrebbe ricevendo una trasmissione di 1250 kW con modulazione al 20 %, perchè anche in questo secondo caso la potenza sulle frequenze laterali è di 25 kW.

È pertanto evidente la grande influenza di una elevata percentuale di modulazione sull'efficenza della ricezione.

Un'alta percentuale di modulazione permette anche un « rilievo » molto maggiore nelle esecuzioni musicali. Il rapporto tra un « fortissimo » e un « pianissimo » di un'esecuzione orchestrale deve essere, mediante gli amplificatori, grandemente ridotto, poichè il « pianissimo » deve ancora dare segnali assai più forti del rumore di fondo alla ricezione ed un « fortissimo » non deve superare la percentuale di modulazione oltre la quale compaiono gli effetti di distorsione (1). La differenza tra un « pianissimo » e un « fortissimo », che è in realtà superiore a 60 decibel e che in un trasmettitore al 70 % deve essere limitata a 8-10 decibel, può raggiungere i 25 decibel in un trasmettitore al 100 %.

Un'alta percentuale di modulazione consente infine una ricezione più pura nei riguardi del rumore di fondo prodotto dall'interferenza della portante con le correnti indotte nell'antenna dai parassiti atmosferici.

3. - Trasmettitori con modulazione su uno stadio intermedio (a bassa potenza).

In questi trasmettitori, che sono quelli di tipo più recente, la modulazione avviene su uno stadio amplificatore intermedio a radiofrequenza e la corrente modulata viene poi amplificata sino alla potenza finale. La fig. 3 rappresenta lo schema di principio di un trasmettitore di questo tipo.

Gli stadi separatori possono essere anche in numero maggiore di uno e vi possono anche essere, tra l'oscillatore e l'amplificatore modulato, stadi moltiplicatori della frequenza generata dall'oscillatore. Così pure vi possono essere più amplificatori dell'onda modulata, se si devono raggiungere elevati valori della potenza nell'aereo. Anche il numero degli stadi amplificatori a frequenza acustica, compresi tra il microfono ed il modulatore, può variare secondo l'amplificazione richiesta.

Nessuna variazione, per raggiungere il 100 % di modulazione,

---

(1) S. Bertolotti: A. F., 1932, I, p. 412.

appare doversi apportare all'oscillatore ed al separatore, se non è richiesta una notevo'e variazione dell'eccitazione della griglia dell'amplificatore modulato. Variazioni limitate dell'eccitazione del modulato possono essere compiute agendo sull'accoppiamento tra il sepa-

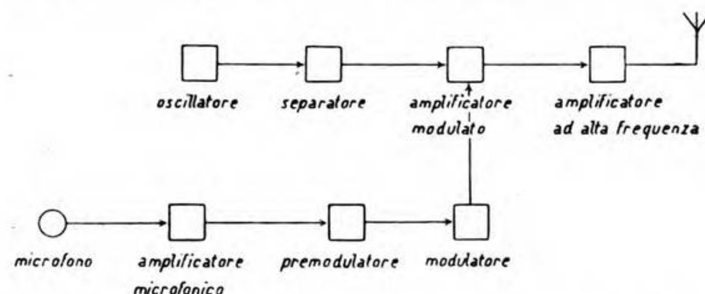


Fig. 3. — Schema di principio di un trasmettitore con modulazione a bassa potenza.

ratore ed il modulato. Vi è però un'altra considerazione, che rende consigliabile di modificare il separatore. Lo « scintillamento », cioè la variazione della frequenza dell'oscillatore per effetto di variazioni della impedenza di entrata del triodo modulato sotto modulazione, aumenta al crescere del grado di modulazione, così che un solo triodo

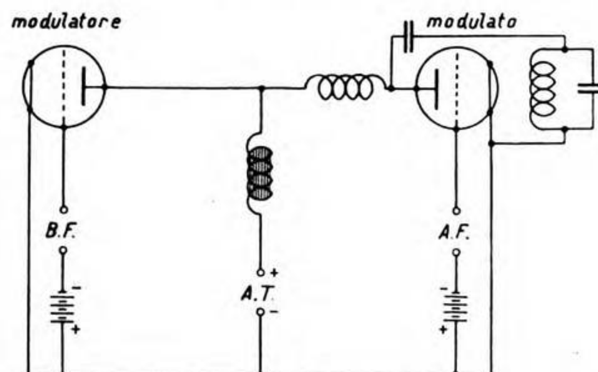


Fig. 4. — Schema di principio della modulazione a corrente costante (detta di Heising).

separatore può non essere più sufficiente per mantenere lo « scintillamento » in limiti ristretti. Se lo « scintillamento » è forte, converrà sostituire il triodo separatore con un tetrodo a griglia schermo. La tecnica dei tubi elettronici produce ormai tetrodi a griglia schermo per potenze anche di parecchie centinaia di watt.

Sostanziali modificazioni devono invece essere apportate all'amplificatore modulato. La fig. 4 rappresenta lo schema di principio della usuale modulazione (detta di Heising) a corrente costante.

La forma della corrente nel circuito oscillatorio del modulato deve essere identica alla forma della corrente nel circuito di aereo, poichè gli stadi amplificatori intermedi devono riprodurre fedelmente questa forma. Le formole precedentemente scritte per il circuito di aereo sono pertanto applicabili al circuito oscillatorio del modulato, la resistenza R essendo in questo caso la resistenza del circuito stesso. Quindi, anche nel circuito oscillatorio del modulato, con modulazione al 100 %, il valore efficace della corrente (riferito ad un periodo della frequenza portante) raggiunge nelle creste di modulazione il doppio del corrispondente valore in assenza di modulazione e la potenza il quadruplo; mentre la potenza media deve essere 1,5 volte e la corrente efficace 1,226 volte i valori in assenza di modulazione.

Sulla placca del triodo modulato vengono applicate, per effetto della modulazione, ampie variazioni di tensione ed è necessario che, per ottenere una modulazione senza distorsione, l'amplificatore modulato funzioni come amplificatore di quarta classe (classe C) ([2]) con potenza erogata proporzionale al quadrato della tensione anodica. In altre parole, il rapporto tra la tensione ai poli del circuito oscillatorio e la tensione anodica deve essere costante. Se perciò si suppone, in prima approssimazione, costante il rendimento del modulato, la corrente anodica deve essere proporzionale alla tensione anodica, così che il modulato stesso si comporta come una resistenza ohmica R_1 costituente la resistenza di carico sul circuito di placca del modulatore.

Se poi la modulazione deve raggiungere il 100 %, i suddetti rapporti di proporzionalità devono essere validi in tutto il campo che ci interessa (e che dobbiamo poter realizzare), cioè per variazioni della corrente e della tensione dal valore zero al doppio del valore che si ha in assenza di modulazione e per la potenza da zero al quadruplo del valore base. Deve inoltre essere soddisfatta l'accennata ipotesi di rendimento costante del modulato nei limiti delle variazioni indicate. Si noti che tocca al modulatore di fornire l'eccesso di potenza $\Delta P = (1/2)\ P$ al circuito oscillatorio del modulato e pertanto, dato il rendimento costante di questo, la potenza indistorta erogata dal modulatore su una resistenza di carico R_1 deve essere eguale alla metà della potenza di alimentazione del modulato. La potenza erogata si può dire indistorta, secondo le definizioni correnti, se la seconda armonica della corrente nella resistenza R_1 non supera il 5 % della componente fondamentale, per una tensione alternata sinoidale applicata alla griglia del modulatore. Ne segue evidentemente che l'ampiezza della tensione alternata, applicata dal modulatore ai capi della resistenza R_1, deve essere uguale alla tensione anodica sul triodo modulato.

Nei trasmettitori, costruiti originalmente per gradi di modula-

---

([2]) Vedi Appendice.

zione inferiori al 100 %, è facile riscontrare, che non tutte le precedenti condizioni sono soddisfatte. Infatti il modulatore non può erogare sufficiente potenza per modulare interamente la potenza in gioco nel modulato e la tensione alternata applicata alla placca del modulato ha un'ampiezza assai minore della tensione continua sulla stessa placca, così che per un'erogazione indistorta del modulatore non si può di regola raggiungere un grado di modulazione superiore a 0,70 ÷ 0,75. Per una modulazione al 100 % occorre anzi tutto, che la tensione continua sul modulato sia inferiore alla tensione continua sul modulatore, perchè il campo di lavoro sia limitato al tratto rettilineo della caratteristica del tubo modulatore. Per questo viene inserita

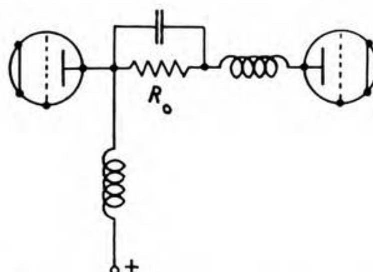


Fig. 5. — Variante dello schema di modulazione con l'aggiunta della resistenza R_0 nel circuito anodico del triodo modulato.

una resistenza R_0 nel circuito di placca del modulato (fig. 5). Ai capi della resistenza è un condensatore di 1 μF per il passaggio della componente alternata.

In base alle considerazioni esposte si può iniziare il calcolo delle modificazioni da apportare al generatore. Supponiamo di non volere modificare il triodo modulatore e di prendere pertanto come dato del problema le caratteristiche di questo triodo e la massima tensione che possiamo applicare alla sua placca. Consideriamo le curve statiche tensione anodica-corrente anodica del triodo modulatore (fig. 6).

Sia V_1 la massima tensione anodica di cui possiamo disporre o che il triodo può sopportare con sicurezza. Se P_1 è la massima potenza che intendiamo fare dissipare dal triodo, la corrente anodica del modulatore risulta definita dalla :

$$I_1 = \frac{P_1}{V_1}, \qquad (8)$$

perchè le condizioni più sfavorevoli per la sollecitazione del tubo si hanno quando alla griglia del modulatore non è applicata alcuna tensione a frequenza acustica, e tutta la potenza di alimentazione è dissipata in calore.

La tensione V_1 e la corrente I_1 definiscono il punto di funzionamento P sulle curve statiche e la tensione $-v_1$ di griglia data dalla curva passante per il punto P. La tensione $-v_1$ di griglia permette di applicare sulla griglia, senza che questa diventi positiva, una tensione alternata di ampiezza uguale a v_1. Per un'eccitazione di questo valore il potenziale della griglia varia tra 0 e $-2\,v_1$. Questi elementi ci permettono di tracciare la curva di carico del triodo modulatore

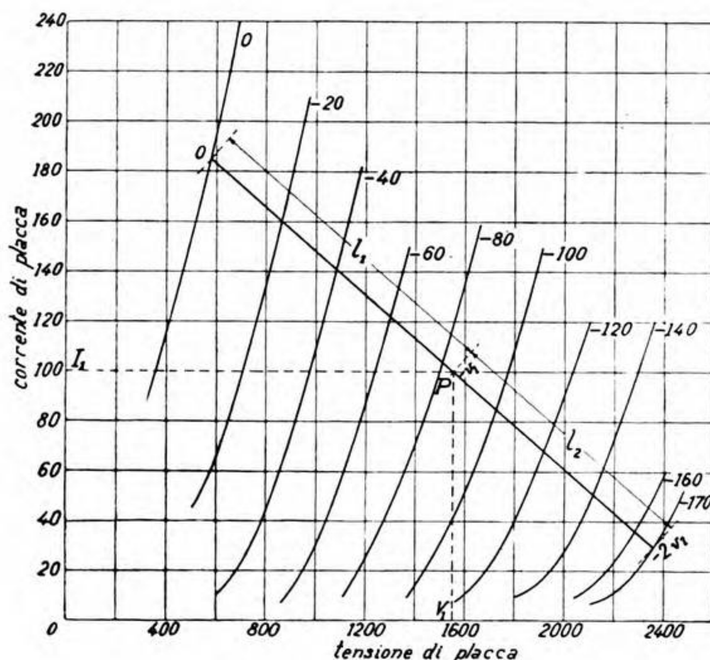


Fig. 6. — Curve caratteristiche statiche di un triodo del tipo 4212 Standard (ascisse in V, ordinate in mA).

funzionante nelle condizioni fissate precedentemente. Poichè si è ammesso, che il carico nel circuito di placca del modulatore, costituito dal circuito anodico del modulato, sia equivalente ad una resistenza ohmica, la curva di carico risulta una retta. Tracciamo una linea di carico preliminare, passante per il punto P, limitata dalle curve statiche corrispondenti a tensioni di griglia di 0 e $-2\,v_1$ volt ed avente la massima inclinazione possibile, senza che l'estremo inferiore penetri troppo nelle regioni curve delle caratteristiche statiche.

La distorsione d introdotta dal modulatore, data come rapporto tra l'ampiezza della seconda armonica e l'ampiezza della fondamentale della corrente anodica del modulatore per una tensione sinoidale

applicata alla griglia, si può esprimere con la relazione (3) :

$$d = \frac{1}{2} \cdot \frac{(I_{1\,max} + I_{1\,min}) - I_1}{I_{1\,max} - I_{1\,min}} . \qquad (9)$$

La distorsione *d* può quindi anche essere misurata graficamente sulla linea di carico poichè si ha semplicemente (fig. 6) :

$$d = \frac{l_1 - l_2}{2\,(l_1 + l_2)} . \qquad (10)$$

Se la distorsione supera il 5 % si dà un'inclinazione meno forte alla retta di carico; se per contro la distorsione è piccola e si desidera una maggiore erogazione si inclina maggiormente la retta di carico.

Usufruendo di un regolo come quello della fig. 7 può essere senz'altro fissata la retta di carico corrispondente al 5 % di distorsione. In tale regolo le divisioni di sinistra sono gli 11/9 delle divisioni di destra. Si fa coincidere il punto zero del regolo con il punto *P* e si fa ruotare il regolo sino a che le due curve corrispondenti ai potenziali di griglia 0 e $-2\,v_1$ determinano eguali letture sull'una e sull'altra metà del regolo (risolvendo la (10) per $d = 0{,}05$ si ha infatti $l_1/l_2 = 11/9$).

Fissata la retta di carico, si ricavano dalle sue intersezioni con le due curve caratteristiche considerate i valori $V_{1\,max}$ e $V_{1\,min}$, che assume la tensione di placca del modulatore, ed i corrispondenti valori $I_{1\,min}$ e $I_{1\,max}$ della corrente anodica.

La potenza erogata dal modulatore è :

$$P_{bf} = \frac{1}{8}\,(V_{1\,max} - V_{1\,min})\;\;(I_{1\,max} - I_{1\,min}) . \qquad (11)$$



Fig. 7. — Regolo per la determinazione della resistenza di carico, corrispondente ad una distorsione del 5 %.

(3) K. S. Weaver: The use of distorsion rule in power output calculation - Q. S. T., Hartford, 1929, XIII (11), p. 14.

Questa formola è discussa e riconosciuta valida in una polemica comparsa nell'*Experimental Wireless* del 1931 :

G. W. O. Howe: (Editorial) - Percentage harmonic distorsion - Experimental Wireless, 1931, VIII, p. 347.

M. G. Scroggie: Percentage harmonic distorsion - Experimental Wireless, 1931, VIII, p. 372.

W. Greenwood: Percentage harmonic distorsion - Experimental Wireless, 1931, VIII, p. 428.

Il rendimento ρ_1 del modulatore è evidentemente:

$$\rho_1 = \frac{P_{bf}}{P_1}, \qquad (12)$$

valore assai basso, che si aggira in pratica sul 20 %.

La resistenza R_1 rappresentata dal modulatore ha il valore:

$$R_1 = \frac{V_{1\,max} - V_{1\,min}}{I_{1\,max} - I_{1\,min}}. \qquad (13)$$

Se modulatore e modulato avessero la stessa tensione continua, il fattore di modulazione sarebbe:

$$K = \frac{V_{1\,max} - V_{1\,min}}{2\,V_1}.$$

Per un fattore di modulazione eguale a 1 la tensione anodica continua del modulato deve essere:

$$V_2 = \frac{V_{1\,max} - V_{1\,min}}{2}, \qquad (14)$$

e, perchè la resistenza equivalente del modulato sia R_1, esso deve essere regolato in modo che la sua corrente anodica sia:

$$I_2 = \frac{V_{1\,max} - V_{1\,min}}{2\,R_1}. \qquad (15)$$

La potenza di alimentazione del modulato è:

$$P_2 = I_2\,V_2. \qquad (16)$$

Dalle (13) (14) (15) si vede subito, che la potenza di alimentazione dello stadio modulato è doppia della potenza erogata dallo stadio modulatore (11):

$$P_2 = 2\,P_{bf}. \qquad (17)$$

Il modulato viene eccitato sulla griglia con la tensione corrispondente alla massima erogazione ed in queste condizioni il suo rendimento è assai elevato. Se si ammette ad esempio che il modulato, funzionando come amplificatore di quarta classe, abbia rendimento del 70 %, si possono fissare i seguenti dati:

Potenza erogata dal modulato a riposo . .	$P = 0{,}7\,P_2$
Potenza dissipata dal modulato a riposo . .	$P_2 - P$
Potenza assorbita dal modulato sotto modulazione	$P_2 + P_{bf} = 1{,}5\,P_2$
Potenza erogata dal modulato sotto modulazione	$P_{mod} = 1{,}5\,P$
Potenza dissipata dal modulato sotto modulazione	$1{,}5\,(P_2 - P)$
Potenza di cresta assorbita dal modulato .	$4\,P_2$
Potenza di cresta erogata dal modulato .	$4\,P$.

Notiamo che la potenza media dissipata dal triodo modulato sotto modulazione aumenta ad 1,5 volte la potenza media dissipata in assenza di modulazione e che pertanto questo triodo scalda di più sotto modulazione.

Abbiamo ora gli elementi per la scelta del triodo modulato, poichè conosciamo la sua potenza di alimentazione, la tensione anodica, la corrente anodica, la potenza dissipata in calore, la potenza erogata alla tensione V_2. Assai sovente il triodo modulato preesistente deve essere sostituito con un altro di potenza minore, poichè, a parte le considerazioni economiche, non conviene dal punto di vista del funzionamento come amplificatore di classe quarta utilizzare un triodo di grande potenza e tensione. Con piccola tensione conviene invece avere un triodo, la cui tensione anodica di lavoro sia all'incirca V_2.

Occorre ora verificare se il progetto tracciato può essere effettivamente adottato nei confronti degli amplificatori a radiofrequenza del trasmettitore: amplificatore modulato ed amplificatori seguenti. Per l'amplificatore modulato occorre verificare, se il triodo scelto, con l'eccitazione di griglia corrispondente alla massima erogazione, può efficacemente funzionare come amplificatore di quarta classe alla tensione V_2 ed alla corrente I_2 prima determinate, così da rappresentare una resistenza di carico equivalente $R_1 = V_2/I_2$. Se la resistenza R_1 è troppo elevata o troppo bassa per ottenere un soddisfacente funzionamento del modulato, essa può essere variata. La retta di carico corrispondente al nuovo valore R_1 della resistenza equivalente del modulato può essere facilmente tracciata sulla famiglia di curve della fig. 6 ricordando che ordinate ed ascisse sono appunto le correnti e le tensioni che determinano la resistenza R_1 o R_1'. Ad esempio la retta di carico segnata sulla fig. 6 corrisponde ad una resistenza di 11 400 ohm, rapporto tra differenza di ascisse e differenza di ordinate. Inclinando maggiormente la retta, diminuisce la resistenza di carico, diminuisce la tensione V_2 ed aumenta la corrente I_2; variazioni opposte si hanno inclinando meno la retta.

Sulla nuova retta di carico si segnano i limiti di funzionamento per una distorsione del 5 % per mezzo del regolo di distorsione o delle formole precedentemente date. Da notarsi per altro, che la potenza P_{bf} erogata dal modulatore diminuisce.

Anche con la massima erogazione del modulatore, può avvenire che la potenza erogata dal modulato non sia sufficiente per l'eccitazione dello stadio seguente. Ciò in genere non si verifica. In ogni caso, se la potenza del modulato non è sufficiente, si può porre un secondo modulatore in parallelo su quello esistente, facendolo lavorare nelle stesse condizioni: la corrente I_2 del modulato può essere così raddoppiata. Possiamo anzi dire, che la corrente nel modulato può essere $n\,I_2$, se n è il numero dei triodi modulatori posti in parallelo. Del resto, se non vi è elasticità nella scelta del modulato, si può assumere questo come dato del problema e rifacendo il calcolo svolto in senso inverso risalire al modulatore.

Notiamo incidentalmente, che se la tensione che applichiamo al modulatore è bassa, la potenza di erogazione del modulatore non è più limitata dalla corrente anodica e quindi dalla dissipazione; la potenza

erogata massima è quella che corrisponde ad una resistenza di carico R_1 doppia della resistenza differenziale del triodo modulatore. Alla griglia del modulato, che deve funzionare come amplificatore di quarta classe, diamo una tensione negativa doppia del valore di interdizione (*cut-off*), tale cioè che si verifichi la relazione :

$$v_2 = -2\frac{V_2}{\mu} \qquad (18)$$

(μ = coeff. di amplificazione). Perchè il modulato lavori come amplificatore di quarta classe, l'eccitazione dello stadio precedente deve essere sufficientemente elevata per rendere nelle creste positive la griglia fortemente positiva e fare lavorare il triodo a piena erogazione. Deve inoltre il circuito oscillatorio anodico essere regolato in modo da assicurare al triodo il previsto elevato rendimento, ad es. dell'ordine del 70 %. In tali condizioni deve essere inoltre verificata sperimentalmente la proporzionalità della corrente nel circuito oscillatorio e della corrente anodica alla tensione anodica.

La resistenza R_0 è immediatamente data dalla $(V_1 - V_2)/I_2$. In questa resistenza è dissipata una potenza $R_0 I_2^2$.

L'amplificatore che segue il modulato deve funzionare come amplificatore di terza classe (classe B), vale a dire con la potenza erogata proporzionale al quadrato della eccitazione di griglia, nei limiti compresi tra una potenza erogata zero ed una potenza erogata quadrupla di quella base. Per ottenere questo la tensione negativa base della griglia è $-v_3 = V_3/\mu$, dove V_3 è la tensione anodica di questo stadio e μ il coefficiente di amplificazione del triodo (o dei triodi) che formano lo stadio stesso; l'eccitazione deve essere limitata così da aversi una potenza erogata eguale ad 1/4 di quella erogabile alla tensione anodica considerata. Per il 100 % di modulazione non può essere erogata in assenza di modulazione una potenza più grande di 1/4 di quella erogabile alla tensione usata. In queste condizioni il rendimento del triodo è in pratica circa il 33 %.

Il funzionamento come amplificatore di terza classe è bene sia verificato sperimentalmente. Se la potenza erogata è scarsa, può essere aumentata la tensione anodica; ciò che permette di aumentare la potenza erogabile e quindi la potenza erogata. Se la tensione anodica V_3 viene moltiplicata per a, la potenza erogabile alla tensione $a\,V_3$ è a^2 volte la potenza erogabile alla tensione V_3 e la potenza che può essere erogata in assenza di modulazione è pure a^2 volte quella erogata alla tensione V_3.

4. - L'aumento della modulazione al trasmettitore di Torino.

Come esempio pratico del procedimento descritto sono dati i risultati ottenuti sul trasmettitore radiofonico di Torino.

Lo schema di principio del trasmettitore è rappresentato nella fig. 8. Le caratteristiche di alimentazione prima della modifica erano le seguenti :

	tensione anodica	corrente anodica	rendimento circa	potenza delle valvole
separatore	750 V	130 mA	33 %	50 W
modulato	1500 V	90 mA	33 %	250 W
1° amplificatore	1500 V	500 mA	33 %	1000 W
2° amplificatore	12000 V	1,75 A	33 %	28 kW
modulatore	1500 V	100 mA	—	250 W.

La percentuale di modulazione massima senza distorsione era risultata al collaudo del 65 %. La potenza, di 7 kW in assenza di modulazione, saliva quindi a 8,47 kW sotto modulazione.

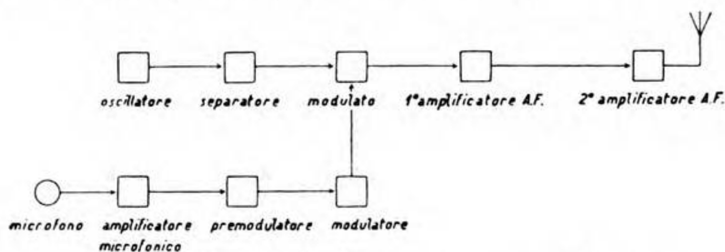


Fig. 8. — Schema di principio del trasmettitore di Torino.

Il calcolo è condotto, come precedentemente descritto, partendo dal presupposto di non modificare lo stadio modulatore. Il triodo modulatore è del tipo 4212 Standard avente i seguenti dati:

tensione al filamento	14 V
corrente nel filamento	6 A
tensione normale di placca	1500 V
tensione massima di placca	2000 V
potenza dissipabile dalla placca	200 W
coefficiente di amplificazione	16
resistenza differenziale	2000 Ω
potenza massima erogata come amplificatore di quarta classe	250 W
potenza massima erogata come amplificatore di prima classe	45 W
guadagno	43 decibel.

La fig. 6 riproduce appunto le caratteristiche statiche tensione anodica-corrente anodica del triodo 4212 modulatore.

La tensione adottata è di 1550 volt e la dissipazione anodica è stata limitata a 155 watt. Gli altri dati calcolati secondo il procedimento descritto, sono risultati i seguenti:

corrente anodica	100 mA
tensione di griglia	— 85 V
tensione di cresta applicata alla griglia	85 V
tensione massima di placca	2358 V
tensione minima di placca	580 V
corrente di placca minima	29,5 mA
corrente di placca massima	185 mA
distorsione	0,047

potenza massima erogata dal modulatore	34,5 W
rendimento corrispondente del modulatore	22 %
resistenza equivalente del modulato	11.430 Ω
percentuale di modulazione a eguale tensione anodica .	57 %
tensione anodica del modulato	889 V
corrente anodica del modulato	78 mA
potenza di alimentazione del modulato	69 W
potenza erogata dal modulato a riposo (ρ_2 = 70 %) . .	49 W
potenza dissipata dal modulato a riposo	20 W
potenza assorbita dal modulato sotto modulazione . . .	103,5 W
potenza erogata dal modulato sotto modulazione . . .	73 W
potenza dissipata dal modulato sotto modulazione . . .	30 W
potenza di cresta assorbita dal modulato	276 W
potenza di cresta erogata dal modulato	196 W
resistenza di placca in serie sul modulato	8500 Ω.

Come triodo modulato viene scelto il tipo 4211 della Standard, che ha le seguenti caratteristiche:

tensione al filamento	10 V
corrente nel filamento	3 A
tensione normale di placca	750 V
tensione di placca massima	1000 V
potenza dissipabile dalla placca	65 W
coefficiente di amplificazione	12
resistenza differenziale	3000 Ω
potenza erogata come amplificatore di quarta classe . .	50 W
potenza erogata come amplificatore di prima classe . .	4,6 W
guadagno	38 decibel.

La tensione di griglia del modulato risulta di — 148 volt.

Le curve della fig. 9 riportano in funzione della tensione anodica del modulatore i valori calcolati della corrente I_2 e della tensione V_2 nello stadio modulato, la resistenza equivalente R_1 del modulato, la tensione negativa di griglia v_1 del modulatore e la potenza P_{bf} erogata dal modulatore. Sono segnati i punti di funzionamento fissati.

Risultano in definitiva come modificazioni essenziali apportate: la sostituzione del triodo modulato di 250 watt con altro di 50 watt, l'introduzione di una resistenza in serie sul modulato di 8500 ohm per diminuire a 889 volt la tensione anodica di questo triodo, l'aumento da 1500 a 1550 volt della tensione anodica sul modulatore. La potenza erogata dal modulato risulta sufficiente per alimentare lo stadio seguente formato di 4 valvole di 250 watt in parallelo. Sono state poi necessarie alcune modificazioni nell'accoppiamento tra il separatore ed il modulato e tra il modulato ed il primo amplificatore, e nel circuito oscillatorio del modulato, per ottenere i già descritti funzionamenti come amplificatori di terza e quarta classe. L'aumento da 1500 a 1550 volt nella tensione anodica del 1° amplificatore ha permesso di ottenere più facilmente la potenza di cresta quattro volte superiore alla potenza normale di questo stadio.

La fotografia della fig. 10 rappresenta il pannello modulatore-modulato prima delle modificazioni. I sei triodi da 250 watt, da destra a sinistra, sono: il modulatore, il modulato, il primo amplificatore della energia modulata (4 triodi in parallelo). In primo piano sono il triodo da 50 watt premodulatore e quello da 50 watt separatore.

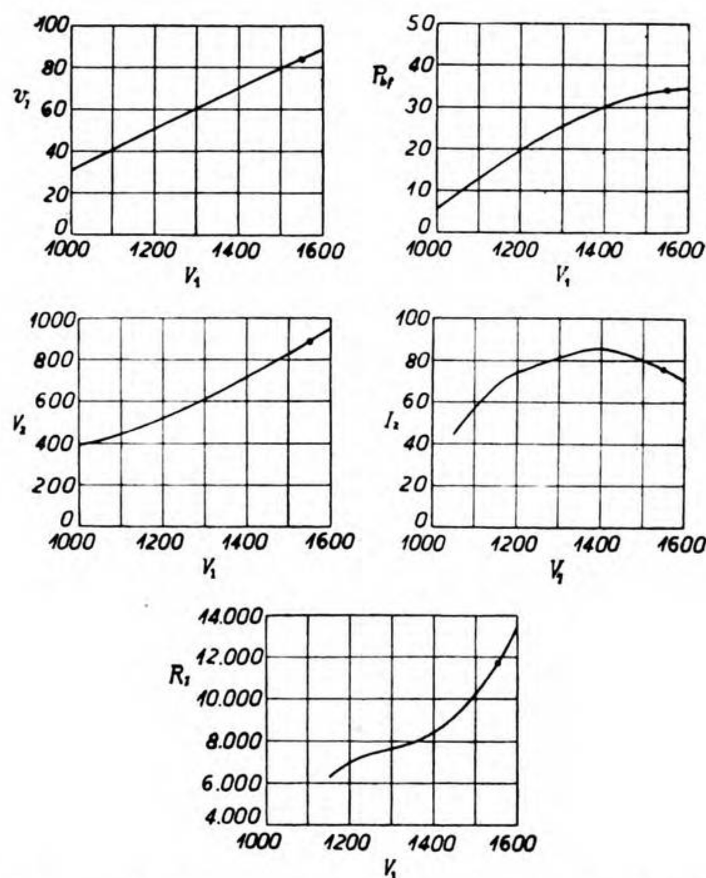


Fig. 9. — Tensione di griglia v_1 (V), potenza P_{bf} (W), tensione anodica V_2 (V), corrente anodica I_2 (mA), resistenza equivalente R_1 (Ω) in funzione della tensione anodica del triodo modulatore (V).

5. - Trasmettitori con modulazione sullo stadio finale (ad alta potenza).

In questi trasmettitori, di tipo più antiquato che quelli ora descritti, la modulazione avviene sull'ultimo stadio amplificatore a radiofrequenza. Abbiamo visto come, per una completa modulazione dell'onda portante, la potenza a frequenza acustica erogata dal modulatore debba essere eguale alla metà della potenza assorbita dallo stadio modulato. La potenza assorbita dall'ultimo stadio di un trasmettitore con modulazione ad alta potenza varia secondo il rendimento dello stadio da 1,3 a 1,5 volte la potenza di aereo. Per un coefficiente di 1,5, la potenza erogata dal modulatore dovrebbe pertanto essere

0,75 volte il valore della potenza di aereo. Questo valore è molto elevato, se si tiene conto del basso rendimento degli amplificatori di prima classe come sono i modulatori. Infatti, anche ammettendo un

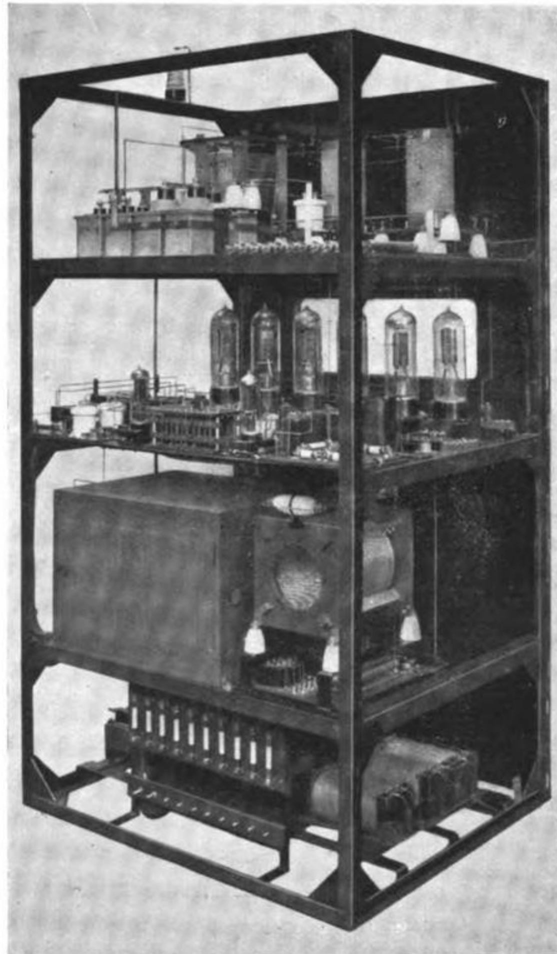


Fig. 10. — Pannello modulatore-modulato del trasmettitore di Torino.

rendimento del 20 % nel modulatore, la potenza assorbita da questo stadio dovrebbe essere eguale a 3,75 volte la potenza di aereo ed ancora non sarebbe questa tutta la potenza richiesta per modulare, poichè bisogna tener conto della potenza di alimentazione degli stadi a

frequenza acustica che precedono il modulatore. Si comprende quindi come il raggiungimento di un'alta percentuale di modulazione in un trasmettitore di questo tipo sia poco economico per la troppo elevata potenza degli stadi a bassa frequenza in confronto alla potenza richiesta da tutto il trasmettitore. In pratica quindi la percentuale di modulazione è ridotta in modo da diminuire a valori ammissibili la potenza richiesta dalla parte a frequenza acustica, ridurre le dimensioni ed il numero dei triodi relativi, alimentare modulatore e modulato con la stessa tensione, facilitare il problema delle induttanze a ferro per la modulazione. Dal grafico della fig. 2 si vede che per la modulazione al 60 % è necessaria una potenza erogata dal modulatore circa tre volte minore che con la modulazione al 100 %. È quindi circa tre volte minore la potenza dei triodi impiegati negli stadi a frequenza acustica, non occorre diminuire la tensione sul modulato che può pertanto sfruttare tutta la tensione di cui si dispone ed è molto minore la potenza nelle induttanze a ferro di modulazione, la cui costruzione per le potenze elevate è sempre un problema assai arduo. Da quanto si è esposto si vede come non possa essere preso in considerazione l'aumento al 100 % della modulazione di questi tipi di trasmettitori, conseguito con l'aumento della potenza degli amplificatori modulatori, oppure con lo stesso procedimento adottato per i trasmettitori con modulazione a bassa potenza. In quest'ultimo caso verrebbe fortemente diminuita la potenza di antenna. L'aggiunta di un nuovo stadio di potenza dopo il modulato potrebbe riportare la potenza di antenna al valore primitivo, ma la soluzione sarebbe tecnicamente complessa ed economicamente costosa per lo scarso rendimento degli amplificatori di terza classe e la necessità di provvedere all'installazione della potenza relativamente elevata occorrente per l'alimentazione di questo amplificatore finale.

Osserviamo, che tutte le difficoltà traggono la loro origine principalmente dal basso rendimento degli amplificatori a frequenza acustica e che queste difficoltà potrebbero essere sormontate, ove fosse possibile farli funzionare con un rendimento dello stesso ordine degli amplificatori di quarta classe e degli oscillatori, per es. il $60 \div 80$ %.

Sembra perciò interessante accennare ad un sistema di amplificazione ad alto rendimento, che permette di modulare completamente l'ultimo stadio di un trasmettitore senza elevare, ed anzi riducendo, la potenza di alimentazione e la potenza installata negli stadi a frequenza acustica.

Il modulatore, anzichè lavorare come amplificatore di prima classe (classe A) con il punto di funzionamento sul tratto rettilineo della curva caratteristica statica e piccola eccitazione di griglia, lavora come amplificatore di terza classe (classe B) con il potenziale base della griglia ad un valore tale, che la corrente di placca sia quasi nulla, e con forte eccitazione di griglia. È noto, come in tali condizioni, per una eccitazione della griglia sufficientemente forte, possano essere raggiunti elevati valori del rendimento e della potenza erogata.

Occorre in proposito non confondere queste condizioni di funzionamento con quelle degli amplificatori di terza classe destinati ad amplificare le correnti a radiofrequenza modulate. In questi ultimi

amplificatori l'eccitazione di griglia, in assenza di modulazione, deve essere fissata ad un valore tale che la potenza erogata sia inferiore od eguale alla quarta parte della potenza erogabile dal triodo ed in tali condizioni il rendimento non supera il 30 ÷ 35 %, per salire al 60 ÷ 70 % nei picchi di modulazione con forte eccitazione.

Per contro negli amplificatori, che ora ci interessano, l'eccitazione in assenza di modulazione è nulla, sono quindi nulli la potenza erogata ed il rendimento, che salgono poi a valori più o meno elevati in corrispondenza della modulazione. Nei picchi di modulazione l'eccitazione è massima e può essere raggiunto il gomito superiore delle curve caratteristiche, che solo limita l'eccitazione, ed il rendimento per questi valori dell'eccitazione può raggiungere il 60 ÷ 70 %.

Per evitare le distorsioni un modulatore di questo tipo deve essere montato con due triodi in circuito simmetrico (*push-pull*) in modo da aversi una intera alternanza nel circuito di uscita per ogni alter-

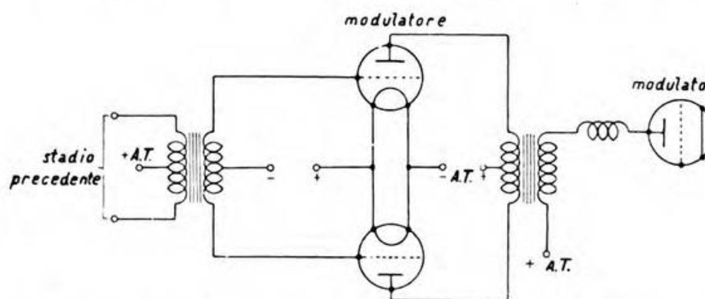


Fig. 11. — Schema di principio di un modulatore ad alto rendimento.

nanza nel circuito di entrata. Evidentemente si ha una corrente di griglia funzione dell'eccitazione ed è pertanto necessario che il complesso che alimenta le griglie dello stadio modulatore possa fornire questa corrente senza caduta di tensione.

La fig. 11 riproduce lo schema di principio del modulatore ad alto rendimento ora descritto. Il trasformatore d'entrata non presenta alcuna caratteristica speciale. Il trasformatore d'uscita deve essere calcolato in modo che il primario sopporti la corrente anodica di ciascun triodo modulatore e il secondario la corrente anodica del triodo modulato. Occorre inoltre, che le impedenze sia del primario, sia del secondario (riferite ad es. alla frequenza di 800 hertz) abbiano lo stesso ordine di grandezza delle impedenze dei circuiti coi quali esse sono accoppiate. L'impedenza di ciascuna sezione del primario può efficacemente avere un valore doppio della resistenza differenziale di ciascun triodo modulatore. L'impedenza del secondario ha lo stesso valore della resistenza equivalente del triodo modulato, calcolata come si è detto nella prima parte di questo studio, cioè semplicemente come rapporto tra la tensione anodica continua e la componente continua della corrente anodica. Il secondario è inserito tra il polo positivo della sorgente ad alta tensione e l'anodo del triodo

modulato; deve pertanto essere convenientemente isolato dal suolo e dal primario. Ai suoi poli, per una modulazione del 100 %, si sviluppa una tensione di cresta eguale alla tensione anodica continua. Per determinare la tensione base di griglia occorre tracciare le curve statiche dei triodi come è indicato nella fig. 12.

La giusta tensione negativa delle griglie è data dall'intersezione con l'asse delle tensioni di griglia della retta determinata dal tratto rettilineo delle due curve. Notiamo che la corrente anodica in as-

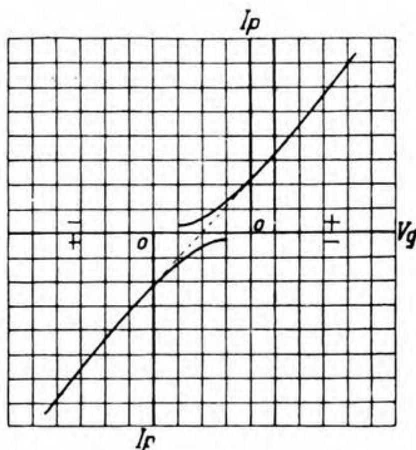


Fig. 12. — Curve caratteristiche statiche dei triodi per lo studio della modulazione ad alto rendimento.

senza di modulazione non è esattamente nulla ma ha il valore determinato appunto dalla tensione negativa base di griglia. Sotto modulazione la componente continua della corrente anodica aumenta tanto più, quanto maggiore è l'eccitazione di griglia. Se R è la resistenza equivalente nel circuito anodico di uno dei triodi modulatori e P è la potenza che occorre per modulare al 100 % il modulato, la cresta I_{max} della corrente per ciascun triodo modulatore è data da:

$$I_{max} = \sqrt{\frac{2P}{R}} .$$

L'eccitazione corrispondente delle griglie si ha immediatamente dalle curve della fig. 12. La potenza di alimentazione è data dal prodotto della tensione anodica per la corrente totale nei due triodi modulatori. La potenza dissipata in calore nei due triodi è la differenza tra queste due potenze. Sono così definiti i valori della massima potenza assorbita e della massima potenza dissipata da ciascun triodo modulatore, valori che si verificano quando la percentuale di modulazione raggiunge il 100 %. È notevole il fatto che la potenza assorbita

non è costante, ma funzione della percentuale di modulazione. Essa varia dal minimo corrispondente al potenziale base di griglia, quando non vi è eccitazione di griglia e quindi non vi è modulazione, al massimo sopra definito.

Questo sistema è economico, perchè il modulatore assorbe potenza solo quando interviene la modulazione e nella misura richiesta dalla percentuale di modulazione. Anche la potenza dissipata in calore

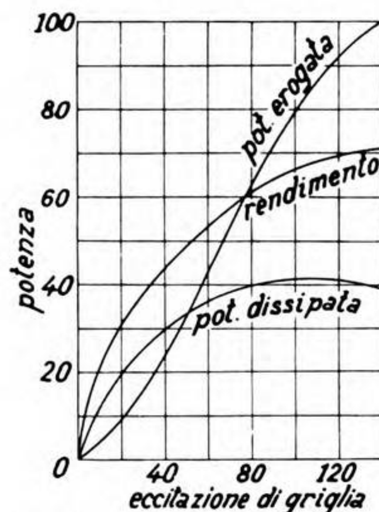


Fig. 13. — Curve di andamento della potenza e del rendimento in funzione dell'eccitazione di griglia per un modulatore ad alto rendimento.

è funzione della percentuale di modulazione e raggiunge il massimo valore solo nelle creste di modulazione. Il rendimento dei modulatori varia da zero, quando non vi è modulazione, al $60 \div 80\%$ nelle creste di modulazione.

Le curve della fig. 13 danno un'idea del comportamento di questo tipo di modulatore. Esse ne rappresentano la potenza erogata, la potenza dissipata in calore ed il rendimento.

Occorre tenere presente che, variando la potenza assorbita sotto modulazione, la sorgente di alimentazione del trasmettitore deve potere sopportare queste variazioni di carico senza dar luogo a sensibili variazioni di tensione.

BIBLIOGRAFIA

L. E. BARTON: High audio power from relatively small tubes - Proc. I.R.E., 1931, XIX, p. 1131.

G. F. LAMPKIN: An analysis of high modulation transmission - Electronics, 1930, II, p. 326.

H. O. ROOSENSTEIN: Die statische Aufnahme von Modulations-Kurven an Sendern mit Heising-Modulation - Telefunken Zeit., 1931, XII, p. 37.

C. L. FARRAR: Class B audio power amplifiers - Radio Engineering, 1932, XII, p. 24.

L. E. BARTON: The class B push-pull modulator - Q.S.T., Hartford, 1931, XV (11), p. 8.

J. J. LAMB e G. GRAMMER: High power performance from the small phone transmitter - Q.S.T., Hartford, 1931, XV (12), p. 10.

APPENDICE

Classificazione degli amplificatori.

È noto, che da alcuni anni nella tecnica degli amplificatori a triodi si sono adottate alcune classificazioni per rendere più comoda e chiara la trattazione dei vari problemi e la descrizione degli apparecchi, evitando di ripetere ad ogni passo descrizioni e definizioni.

Ci troviamo però di fronte a due differenti sistemi di classificazione e, per quanto le differenze siano piccole, esse possono tuttavia indurre in equivoco, mentre sarebbe desiderabile l'uso di una sola e ben definita classificazione.

Senza addentrarci nell'analisi delle caratteristiche di ciascuna classe, per lo studio delle quali rimandiamo il lettore agli originali delle citazioni bibliografiche, riportiamo brevemente i punti principali.

Una delle due classificazioni, che origina dai costruttori americani, suddivide gli amplificatori in tre classi *A*, *B*, *C* [1].

Classe A: Comprende gli amplificatori nei quali la forma della corrente anodica è eguale alla forma della tensione applicata alla griglia (si ammette correntemente una distorsione massima del 5 %, tale cioè che, per una tensione sinoidale applicata alla griglia, la seconda armonica presente nella corrente anodica abbia un'ampiezza non superiore al 5 % dell'ampiezza della componente fondamentale). Perchè questa fedeltà di riproduzione sia ottenuta, è necessario che il punto base di funzionamento sulla curva statica e l'ampiezza della tensione alternativa applicata alla griglia siano tali, che la griglia non

---

(1) H. F. DART e C. K. ATWATER: Vacuum tube amplifier definitions - Q. S. T., Hartford, 1929, XIII (9), p. 29.
G. GRAMMER: The A B C of amplifier classifications - Q. S. T., Hartford, 1932, XVI (6), p. 25.
C. E. FAY: The operation of vacuum tubes as Class B and Class C amplifiers - Bell S. T. J., 1932, XI, p. 28.
C. E. FAY: The operation of vacuum tubes as Class B and Class C amplifiers - Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 548.
P. H. OSBORN: A study of Class B and C amplifier tank circuits - Proc. I. R. E., 1932, XX, p. 813.

diventi mai positiva ed il tratto di curva utilizzato sia sufficientemente prossimo alla forma rettilinea. Funzionano come amplificatori di classe *A* gli amplificatori a frequenza acustica ed i modulatori. Il rendimento di questi amplificatori è assai scarso, dell'ordine del 20 % per le eccitazioni di griglia massime. Si ha invece una grande amplificazione di potenza per il piccolo consumo di energia, che si verifica nel circuito di griglia.

Classe B: Comprende gli amplificatori a radiofrequenza, nei quali la potenza erogata nel circuito oscillatorio di utilizzazione è proporzionale al quadrato della tensione di eccitazione della griglia. La curva della corrente nel circuito oscillatorio di uscita in funzione della tensione alternativa di griglia deve essere prossima alla forma rettilinea sino al gomito superiore di saturazione. Il punto base di funzionamento sulla curva statica è all'inizio della curva, ove la corrente anodica si annulla (*cut-off*). In assenza di eccitazione di griglia la corrente anodica è quindi quasi nulla. L'applicazione di una tensione alternativa alla griglia produce l'aumento della componente continua ed origina una componente alternata nel circuito di utilizzazione. L'eccitazione della griglia può essere così elevata da rendere quest'ultima positiva e quindi si può avere corrente di griglia. La corrente anodica ha la forma di semionde. L'aumento della potenza nel circuito di utilizzazione al crescere della tensione di eccitazione di griglia si ha contemporaneamente per l'aumento della corrente continua assorbita nel circuito anodico, e quindi della potenza di alimentazione, e per l'aumento del rendimento.

Funzionano come amplificatori di classe *B* gli amplificatori di potenza a radiofrequenza modulata, nei quali non ha importanza la fedeltà di riproduzione della corrente di alta frequenza che serve solo come corrente portante, bensì la fedeltà di riproduzione dell'inviluppo di tale corrente, inviluppo che riproduce la modulazione a frequenza acustica. Si fanno funzionare questi amplificatori con eccitazione base, in assenza di modulazione, metà di quella massima corrispondente al gomito di saturazione, tale da avere un rendimento del 30 ÷ 35 % ed una potenza erogata eguale ad un quarto della massima potenza erogabile. Sotto modulazione l'eccitazione può come limiti massimi variare tra zero e il doppio della tensione base, portando il rendimento al 60 ÷ 70 %; con che la potenza erogata viene a variare tra zero e quattro volte il valore base.

L'amplificazione di potenza non è elevata per il consumo di energia che avviene nel circuito di griglia.

Si possono anche attuare, com'è detto nella nota precedente, amplificatori di classe *B* per bassa frequenza. Il loro funzionamento è però essenzialmente diverso da quello ora descritto.

Classe C: Comprende gli amplificatori a radiofrequenza nei quali la potenza erogata nel circuito di utilizzazione è proporzionale al quadrato della tensione anodica. Il punto base di funzionamento è assai al di sotto di quello per cui si annulla la corrente anodica. L'eccitazione della griglia è costante e tale da rendere la griglia fortemente positiva nelle creste. Si ha quindi elevata corrente di griglia e la cor-

rente anodica ha la forma di brevi impulsi di corrente, fortemente distorti rispetto alla tensione di entrata. L'eccitazione ha normalmente il valore corrispondente alla massima erogazione del triodo nelle condizioni in cui esso è adoperato.

Funzionano come amplificatori di classe *C* gli amplificatori modulati con il sistema a corrente costante (di Heising), nei quali l'eccitazione di griglia è costante e varia la tensione anodica.

L'aumento della potenza erogata in funzione della tensione anodica avviene per il contemporaneo aumento della corrente anodica assorbita e della tensione anodica. Per una fedele riproduzione la curva della corrente nel circuito oscillatorio di utilizzazione in funzione della tensione anodica deve essere una retta per il campo di variazione della tensione anodica che interessa.

Il rendimento di questi amplificatori è assai elevato: può raggiungere il 70 % ed anche l'80 %. Gli amplificatori dei trasmettitori radiotelegrafici possono essere classificati in questa classe per quanto non interessi la legge di variazione della corrente oscillante in funzione della tensione anodica. Anche gli oscillatori possono essere classificati in questa classe, la sola differenza essendo nell'eccitazione di griglia, che è data dal circuito anodico invece di essere fornita separatamente. L'amplificazione di potenza non è elevata.

L'altra classificazione, che origina dai costruttori inglesi, suddivide gli amplificatori in quattro classi *I, II, III, IV* (2).

Classe I: Corrisponde alla classe *A*.

Classe II: Non trova corrispondenza nella classificazione americana. Precisamente la classe *II* comprende gli amplificatori ad alta frequenza, che lavorano con tensione base di griglia tale da render nulla la corrente anodica (*cut-off*), ma con eccitazione così ridotta che la griglia non diventa mai positiva. In questi amplificatori non ha importanza che l'erogazione vari con una legge piuttosto che con l'altra in funzione dell'eccitazione di griglia, poichè essi vengono impiegati con eccitazione costante. Funzionano generalmente come amplificatori di classe *II* gli stadi separatori inseriti tra l'oscillatore e l'amplificatore modulato nei trasmettitori radiofonici. L'assenza di corrente di griglia migliora l'effetto separatore dell'amplificatore. Il loro rendimento è inferiore al 30 % mentre l'amplificazione di potenza è elevata, anche superiore a quella degli amplificatori di classe *I*.

Classe III e *IV*: Corrispondono rispettivamente alle classi *B* e *C*.

Per quanto sia molto meno diffusa, riteniamo preferibile la classificazione inglese, che risponde più esattamente ai bisogni della tec-

(2) [Standard Telephone and Cables L.td]: Broadcasting Equipments - Radio Equipment, London, 1930, parte III, sezione 4010-3, p. 8.
[Standard Telephone and Cables L.td]: Handbook 21 E, London, 1928, p. 7.

nica. Esiste infatti una reale differenza tra gli amplificatori di classe *II* e quelli di classe *III* i quali, secondo noi, non possono essere raggruppati in un'unica classe. Mentre infatti si cerca principalmente nei secondi di avere una relazione lineare tra la corrente nel circuito oscillatorio di uscita e la tensione di eccitazione della griglia, si ha nei primi essenzialmente per iscopo di dare al circuito di griglia (o di entrata) un valore grandissimo di impedenza. Le funzioni affidate ai due tipi di amplificatori, e quindi la loro regolazione, sono in pratica nei trasmettitori del tutto differenti, ed affatto differente è l'amplificazione di potenza che da essi si ottiene.

Torino, luglio 1932.

E.I.A.R. - Stazione di Torino.

LA TELEFONIA AL CONGRESSO INTERNAZIONALE DI ELETTRICITÀ (PARIGI 1932)

Si riassume la materia trattata nell'ottava sezione del Congresso, circa le comunicazioni elettriche con filo.

Vi si possono considerare di carattere generale: i problemi inerenti alla telefonia mondiale, che con l'ausilio delle radiocomunicazioni tende a raggiungere in breve il collegamento, in un'unica rete, del 99 % dei posti telefonici esistenti; le questioni che hanno attinenza con le comunicazioni a grande distanza mediante cavi; l'utilizzazione dei circuiti telefonici per trasmissioni speciali (radiodiffusione, fototelegrafia, comunicazioni collettive); le applicazioni delle alte frequenze alle linee telefoniche aeree ed in cavo.

Sono argomenti di carattere più speciale le interferenze con le condutture di energia elettrica, le misure telefoniche, alcuni moderni sistemi di telegrafia a correnti portanti, varie questioni circa la telefonia su linee di trasporto e circa quella automatica.

Il Congresso Internazionale di Elettricità di Parigi del 1932 fu convocato per celebrare il cinquantesimo anniversario del primo Congresso Internazionale di Elettricità, tenutosi nel 1881 pure a Parigi.

Significato principale della celebrazione è stato quello di porre in evidenza l'enorme sviluppo della scienza e delle applicazioni dell'elettricità in questi ultimi cinquant'anni, i quali abbracciano quella che veramente può chiamarsi l'epopea delle conquiste dell'elettricità in ogni campo della vita civile.

Mentre il primo Congresso Internazionale di Elettricità parve come una adunata di pionieri, intenti ad organizzare una tecnica, che pure non si prevedeva così ricca di applicazioni, chiarendo concetti, creando unità e sistemi di misura, fissando leggi tratte man mano dalle esperienze di laboratori ancora scarsamente dotati, il Congresso del 1932 è apparso invece quasi incapace di attuare i suoi scopi per la difficoltà di passare in rassegna in una sola adunata tutte le conquiste compiute nelle innumerevoli branche delle applicazioni elettriche, capaci ormai di fornire, ciascuna per proprio conto, più che bastevole materia per un congresso di tecnici e di scienziati.

Gli organizzatori della celebrazione hanno cercato di superare questa difficoltà curando che per ogni ramo, in luogo di singole relazioni su argomenti speciali, fossero presentati rapporti riassumenti lo stato attuale delle varie teorie e delle loro applicazioni insieme con un accenno ai probabili futuri sviluppi.

N'è derivato, a parte alcune eccezioni inevitabili in una tanto complessa organizzazione, un insieme di relazioni interessanti, che, con le loro discussioni, costituiscono certamente una importante rassegna dello stato attuale e delle tendenze della nostra tecnica, utile non solo alla generalità degli elettricisti, ma anche agli studiosi dei

singoli rami come occasione ed incentivo a concepire nuove idee e ad elaborare nuovi perfezionamenti.

La ottava sezione, presieduta da H. Milon e avente quale segretario G. Valensi, era dedicata alle comunicazioni elettriche con filo (telegrafia, telefonia, applicazioni diverse) (1). È questa senza dubbio, tra le applicazioni elettriche, una di quelle che hanno avuto negli ultimi anni il maggiore sviluppo e per la quale, nel fervore delle invenzioni che vanno continuamente succedendosi, appariva particolarmente opportuna una sintesi dei risultati ottenuti ed una rassegna delle novità che stanno preparandosi, insieme con uno sguardo alle difficoltà ancora da vincere per rendere le comunicazioni elettriche del pensiero così rapide, sicure ed efficaci, come la loro alta finalità, di facilitare le comunicazioni tra gli uomini, richiede.

La storia di tali comunicazioni, dalla telegrafia alla telefonia, alla teleidografia ed alla televisione, è meravigliosa e le relazioni presentate al Congresso, che riassumono la evoluzione di questi vari mezzi di comunicazione, sono di grande interesse, perchè elaborate da tecnici veramente rappresentativi della parte loro affidata. Riteniamo pertanto utile di parafrasare i principali di questi rapporti riassumendone le informazioni e le considerazioni più importanti.

1. - La telefonia mondiale, i suoi problemi ed il suo avvenire.

B. Gherardi e F. B. Jewett, i quali appartengono alla « American Telephone and Telegraph Co. », presentano un quadro dell'odierna situazione della telefonia mondiale ed accennano ai pronostici di futuro sviluppo, specie nei riguardi della telefonia transoceanica, collegante fra loro le reti telefoniche dei diversi continenti.

Sviluppo attuale dei collegamenti. — La telefonia continentale su fili ricevette il maggior impulso al suo sviluppo dall'adozione delle bobine di induttanza e degli amplificatori. Nel 1915 si ebbe il primo esempio di servizio telefonico da un estremo all'altro di un continente nell'America del Nord (New York-San Francisco) su una distanza di 5300 km. Seguì, dopo la guerra, la rete europea, mentre venivano realizzate nel 1928 la linea continentale dell'America del Sud, da Buenos Ayres a Santiago attraverso le Ande, e due anni più tardi la rete australiana.

La prima tappa del passaggio dal servizio telefonico continentale a quello mondiale fu il collegamento radiotelefonico tra l'America del Nord e l'Europa che, tentato sperimentalmente nel 1915, venne inaugurato nel 1927. L'attuale situazione dei collegamenti intercontinentali è rappresentata dallo schema della fig. 1 che porta in conto anche le comunicazioni prossime ad essere attuate. Questi circuiti permettono ormai lo scambio di conversazioni telefoniche tra due continenti qualsiasi sia per via diretta, sia mediante transito in Europa, o nell'America del Nord.

(1) Le cinque sedute di questa sezione del Congresso furono presiedute da Damme (Olanda), Hoepfner (Germania), Shreeve (S. U. d'A.), Cohen (Inghilterra), Küpfmüller (Germania).

Si hanno attualmente 37 circuiti intercontinentali, aventi uno sviluppo complessivo di circa 280.000 km. Tutti questi circuiti sono radiotelefonici, e mentre uno di essi è ad onde lunghe (circa 60 kilohertz) tutti gli altri sono ad onde corte (da 6000 a 23.000 kilohertz). La fig. 2 rappresenta l'insieme dei collegamenti in esercizio od in progetto al 1° gennaio 1932.

Lo stato attuale dello sviluppo della telefonia mondiale è tuttavia ancora molto primitivo, in quanto che le comunicazioni subiscono tuttora troppe restrizioni di vario genere nel loro servizio. Gli AA

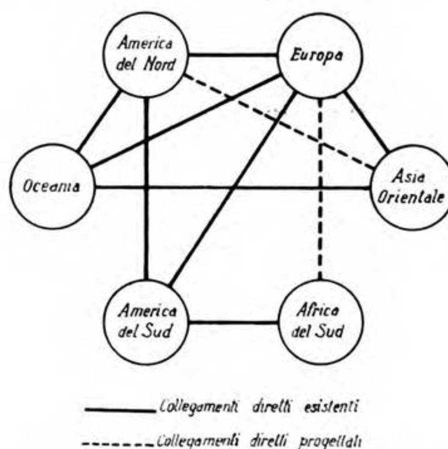


Fig. 1. — Situazione attuale dei collegamenti intercontinentali.

riassumono in uno specchio, quale potrebbe essere la situazione della rete telefonica mondiale, ove fossero attuati nuovi progetti di comunicazioni, atte a collegare più efficacemente fra loro tutti i centri telefonici ora esistenti. Da tale specchio risulta, che i posti telefonici attualmente esistenti nel mondo sono all'incirca 35.360.000; di questi appena 10.620.000 appartengono all'Europa e servono 542.350.000 abitanti, mentre 21.760.000 sono negli S. U. d'A. a disposizione di 153.780.000 abitanti. Il 99 % dei posti esistenti sarà ben presto in reciproca comunicazione mediante i collegamenti continentali ed intercontinentali; ed in pari tempo il servizio telefonico si sta estendendo rapidamente anche ai piroscafi che solcano gli oceani, ai treni, ed ai veicoli aerei.

Problemi e limitazioni tecniche - Collegamenti radiotelefonici. — Tutti i collegamenti telefonici transoceanici funzionano mediante onde elettromagnetiche. La lunghezza delle onde utilizzate per la telefonia a grande distanza comprende i due intervalli da 20.000 a 3000 metri, e da 50 a 13 metri. Sono in corso studi ed esperienze sulle onde cortissime, ma i risultati ottenuti fino ad ora fanno ritenere, che tali

onde non siano sufficientemente deviate dagli strati atmosferici per potere seguire la curvatura della terra su grandi distanze. Una condizione importante per le comunicazioni radiotelefoniche è quella del

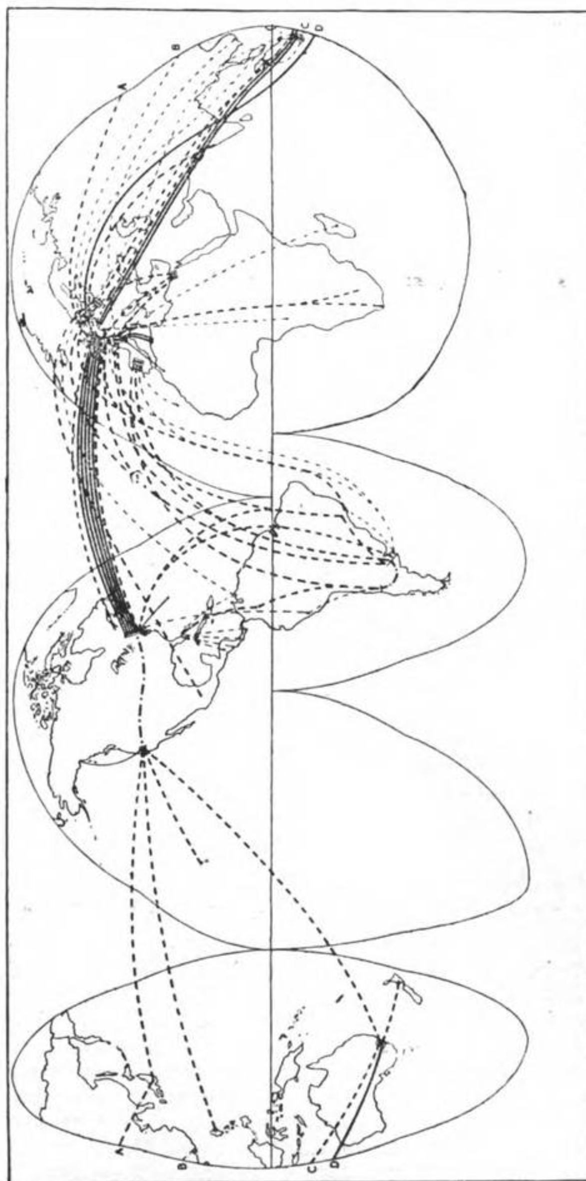


Fig. 2. — Circuiti telefonici intercontinentali di grande lunghezza esistenti o progettati, aggiornati al 1° gennaio 1932.

——— Circuiti a servizio continuo. - - - - - - Circuiti a servizio comune con altri servizi.

—·—·— Circuiti metallici transcontinentali.

segreto, che è stata ormai abbastanza bene risolta agendo sulla frequenza delle onde vocali.

Il maggiore ostacolo all'impiego delle onde lunghe consiste nella circostanza, che non si possono attuare più di venti vie telefoniche nella zona di frequenze assegnate, nè si possono utilizzare onde di uguale lunghezza in punti diversi della terra, di modo che,

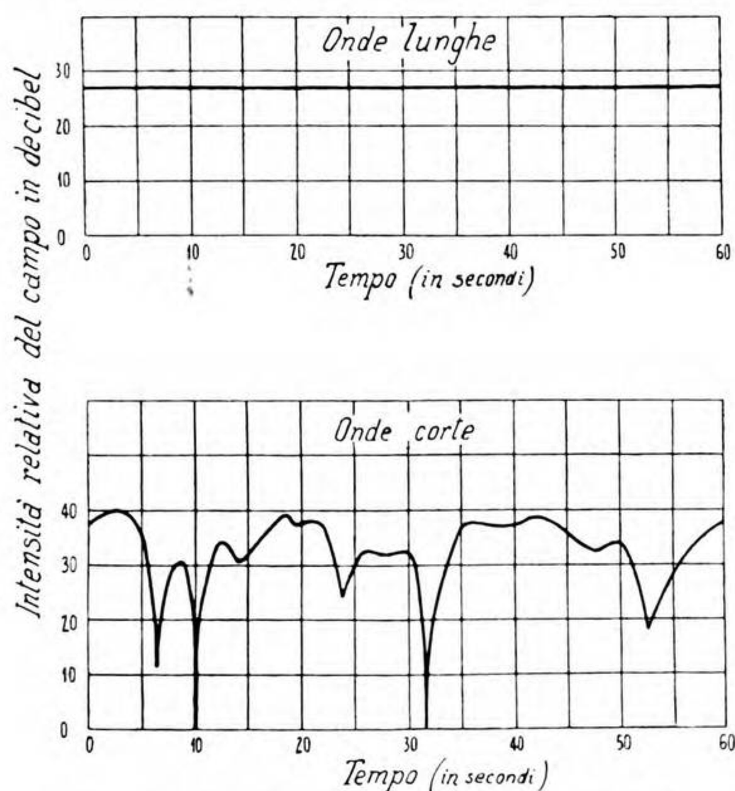


Fig. 3. — Variazioni della intensità relativa del campo per le onde lunghe e le onde corte.

tenendo conto che nella zona delle onde lunghe si hanno anche molti altri servizi radiotelegrafici, l'impiego di tali onde non si presta alla organizzazione di una rete telefonica mondiale. Un'altra grave limitazione è imposta dalla eccessiva potenza necessaria, il che dà luogo a perturbazioni e ad altri inconvenienti. Colle onde corte si può attuare un maggior numero di collegamenti e, pur tenendo conto che ognuno di essi può impegnare più di una lunghezza d'onda, si constata, che si possono stabilire tra due punti dati circa cinquanta diversi circuiti radiotelefonici, mentre si possono usare, in diverse parti del mondo,

onde, della stessa frequenza senza temere interferenze. Si possono così avere alcune migliaia di circuiti transoceanici ad onde corte.

Mentre le onde lunghe non sono molto convenienti per circuiti attraversanti l'equatore, si prestano bene per tali comunicazioni le onde corte, che tuttavia sono soggette a perturbazioni nel passaggio presso le regioni polari. La fig. 3 mostra come, per il circuito S. U. d'A.-Europa siano più stabili le onde lunghe di quelle corte.

Per quanto riguarda le comunicazioni transoceaniche la possibilità di un lungo cavo telefonico sottomarino atto a funzionare senza amplificatori intermedi dipende essenzialmente dai limiti entro i quali deve essere tenuta l'attenuazione. Mentre da un lato la potenza applicata inizialmente non può essere troppo elevata, perchè ne risulterebbe una sollecitazione troppo grande del dielettrico del cavo, d'altra parte la potenza minima ricevuta deve avere un valore non troppo piccolo, perchè la ricezione non venga influenzata da disturbi e da fenomeni secondari, quali, ad esempio, le variazioni termiche del conduttore stesso. Si ritiene che tale attenuazione non debba essere superiore a 18,5 neper (160 decibel).

Sono allo studio i cavi per le comunicazioni telefoniche tra gli S. U. d'A. e l'Europa che prevedono un collegamento diretto tra la Terra Nuova e l'Irlanda della lunghezza di 3400 km senza stazioni di amplificazione. Mediante l'uso della *paragutta,* avente perdite dielettriche che sono appena la trentesima parte di quelle relative alla guttaperca, e coll'impiego del *perminvar,* nota lega magnetica a basse perdite, per avvolgere i conduttori onde aumentarne la induttanza, è stato possibile di progettare un cavo, avente le caratteristiche adatte per tale comunicazione. Tale cavo avrà un solo senso di trasmissione, che mediante un commutatore azionato dalla voce stessa degli interlocutori servirà alternativamente alle comunicazioni nei due sensi.

Allo stato attuale della tecnica telefonica non appare ancora fattibile un cavo transatlantico a più vie di comunicazione telefonica da attuarsi sia mediante diversi conduttori sia coll'aiuto di correnti vettrici. Per alcuni collegamenti transoceanici sono stati proposti sistemi a stazioni di amplificazione galleggianti o sommerse. Si presentano però al riguardo difficoltà costruttive e problemi di esercizio non facili a risolversi.

Il cavo sottomarino per quanto abbia un costo molto elevato potrà realizzare una comunicazione di maggiore sicurezza di quelle per via radio. Mediante la unione dei tre tipi diversi di circuiti: metallico, ad onde corte, e ad onde lunghe, si avrà un servizio transatlantico veramente buono, ininterrotto e sicuro contro gli inconvenienti speciali di ognuno dei tre sistemi, e con un costo medio per unità di trasmissione non superiore a quello che compete al sistema dei soli circuiti radiotelefonici.

Problemi relativi all'esercizio. — Oltre alle difficoltà tecniche ora ricordate sussistono, per lo sviluppo del servizio telefonico mondiale, numerosi problemi di indole commerciale e di esercizio e difficoltà di carattere generale.

Una prima limitazione consiste nella differenza di ora tra le di-

verse regioni della terra. Se si suppone di 8 ore la durata del giorno lavorativo, si ha, rispetto a ciascun luogo, un terzo della superficie terrestre, per il quale è esclusa una sia pure parziale contemporaneità dei periodi lavorativi. Per l'Europa il caso si presenta rispetto alle località dell'Oceano Pacifico.

La differenza delle lingue tra le diverse nazioni costituisce anch'essa una limitazione, diminuendo la intelligibilità della conversazione tra persone che parlano lingue diverse e debbono comprendere lingue che non possiedono perfettamente. Questa difficoltà influisce anche sull'esercizio delle comunicazioni a grande distanza, poichè le operatrici debbono poter parlare tra loro e spesso ciò avviene tra punti estremi, appartenenti a paesi diversi. La difficile questione è all'esame del Comitato Consultivo Internazionale per le comunicazioni telefoniche a grande distanza (C.C.I.).

Esistono poi, nei diversi sistemi telefonici continentali, differenze nelle direttive dell'esercizio, che complicano il servizio. Ad esempio negli S. U. d'A. si dà la massima importanza alla rapidità del collegamento, per modo che non esistono conversazioni «ordinarie» ed «urgenti», nè limitazione alla durata della conversazione come avviene in Europa. Caratteristica particolare del servizio americano è poi quella della chiamata «da persona a persona» che si considera come soddisfatta solo se la persona designata viene all'apparecchio. Saranno perciò necessari speciali accordi al riguardo tra le Amministrazioni interessate.

Conclusioni generali. — La telefonia mondiale richiede ancora la soluzione di problemi molto importanti sia tecnici sia di esercizio. Sono da realizzare sovra tutto velocità maggiori nella trasmissione delle correnti telefoniche e maggiore rapidità nella formazione dei collegamenti, nonchè riduzioni del costo delle comunicazioni. Per attuare una rete telefonica universale occorre sviluppare grandi reti nazionali e linee continentali in molte regioni, ove esse ancora non esistono.

A parere degli AA i circuiti radiotelefonici a onde corte avranno ancora per lungo tempo una funzione preponderante nelle comunicazioni intercontinentali, mentre i sistemi ad onde lunghe continueranno a servire solo nella trasmissione per parallelo, nelle latitudini molto elevate. Tenuto conto della importante funzione che le radiocomunicazioni hanno nella telefonia mondiale, sarà necessario che nelle prossime conferenze radiotelefoniche internazionali vengano considerate le esigenze del servizio radiotelefonico che si sta estendendo rapidamente.

I circuiti metallici (cavi), che sono ora allo studio, prenderanno crescente importanza man mano che le comunicazioni intercontinentali si svilupperanno.

È da ritenere che per i ponti transoceanici si debbano costituire, tra i sistemi telefonici continentali delle due sponde, gruppi di circuiti aventi gli stessi punti terminali, il che consente una migliore utilizzazione delle varie possibilità, piuttosto che effettuare collegamenti distinti fra diversi punti delle due reti. Il sistema dei collegamenti tra l'Europa e gli S. U. d'A., i quali sono concentrati lungo una

sola direzione, dà la prova secondo gli AA dei vantaggi di tale soluzione. Solo in un secondo stadio della evoluzione della telefonia mondiale si potranno stabilire altri collegamenti, atti a scaricare il gruppo principale ed a ridurre le distanze tra i punti da collegare.

Il progresso tecnico che ha reso possibili le comunicazioni telefoniche tra i continenti ha qualcosa di romanzesco e l'estendersi di tale sistema e l'intensificarsi delle conversazioni telefoniche sui nuovi circuiti costituiranno un grande beneficio per l'umanità, servendo a sviluppare lo spirito di amicizia e di collaborazione internazionale.

La discussione sulla relazione Gherardi-Jewett venne rivolta sovra tutto all'analisi delle caratteristiche dei cavi telefonici transoceanici dei due sistemi, a induttanza distribuita uniformemente ed a induttanze concentrate.

2. - Circuiti telefonici a grande distanza in cavo.

A. B. Clark e H. S. Osborne, anch'essi della A. T. T. Co., riferiscono sulla questione particolare dei circuiti telefonici a grande distanza in cavo.

La telefonia a grande distanza, ritenuta per lungo tempo possibile solo colle linee aeree e limitata a poche centinaia di chilometri, non potè servirsi dei cavi ed avere quelle caratteristiche di sicurezza e di regolarità di funzionamento che sono proprie dell'attuale sistema, se non quando si adottò la « pupinizzazione ».

Dal 1904 al 1914 la telefonia a grande distanza ebbe un certo sviluppo, raggiungendo colle linee aeree distanze di alcune migliaia di kilometri (celebre la linea telefonica New York-San Francisco), mentre coi cavi non potè arrivare che a distanze di poche centinaia di kilometri. La massima distanza raggiunta coi cavi pupinizzati fu quella del cavo sotterraneo Boston-Washington di 724 km. Occorrevano però conduttori di grande diametro, 2,6 e 1,8 mm, e pupinizzazioni pesanti di 200 mH per i circuiti semplici e 135 mH per quelli combinati. [In Italia alla stessa epoca era stata progettata la rete nazionale in cavi avente conduttori del diametro di 3 mm. La guerra mondiale ne interruppe la esecuzione permettendo così di approfittare degli ulteriori perfezionamenti che dovevano modificare profondamente la tecnica della telefonia a grande distanza. - *n. d. r.*].

Il 25 gennaio 1915 veniva applicato per la prima volta l'amplificatore telefonico sulla linea New York-San Francisco. Questo apparecchio doveva rivoluzionare la telefonia a grande distanza, non solo permettendo di rinforzare i suoni, là dove essi erano troppo affievoliti, ma anche mettendo in evidenza buon numero di fenomeni, prima del tutto trascurati, che hanno grande importanza per la trasmissione telefonica.

Ne venne anzitutto il prevalere delle linee in cavo insieme con la necessità di perfezionare la costruzione dei cavi stessi per soddisfare a requisiti di uniformità delle loro caratteristiche, sempre più severamente imposti quanto più veniva spinta la amplificazione. Ciò ha dato luogo a sistemi speciali per la costruzione dei cavi e per la loro installazione allo scopo di diminuire la diafonia e di permettere

la costituzione dei circuiti combinati. Per raggiungere le massime distanze furono adottati i circuiti a quattro fili, e tutta la tecnica delle stazioni di amplificazione ebbe un particolare sviluppo.

La opportunità di elevare la frequenza di taglio per ottenere circuiti atti alle trasmissioni musicali, e nello stesso tempo la presenza dei fenomeni di eco e di distorsione di fase condussero recentemente ad adottare una pupinizzazione più leggera che non per il passato nei cavi per la telefonia a grande distanza. Essi sono muniti di bobine di 44 mH per i circuiti semplici e di 25 mH per i circuiti combinati, spaziate di 1830 m.

Gli AA della monografia riassumono le caratteristiche dei circuiti per tali comunicazioni con particolare riguardo alla pratica americana, che d'altronde è quella generalmente adottata anche in Europa. I conduttori dei cavi moderni sono generalmente del diametro di 0,9 mm. I conduttori del diametro di 1,3 mm, molto usati per il passato, sono ormai preferiti solo nel caso di linee senza amplificatori e per circuiti musicali. I conduttori sono riuniti in bicoppie per la formazione dei circuiti combinati e per dare luogo a circuiti a quattro fili più usati per le comunicazioni a lunghe distanze. La pupinizzazione è regolata ormai su pochi tipi determinati; si sono stabiliti per le distanze tra due bobine successive i due soli valori 955 e 1830 m, indicati rispettivamente con i segni B ed H. Le bobine impiegate hanno per i circuiti a due fili un coefficiente di autoinduzione di 88 e 50 mH, e per i circuiti a quattro fili 44 e 25 mH, rispettivamente per i circuiti semplici e quelli combinati. Il sistema H 88-50 è usato quando le stazioni di amplificazione sono distanziate di meno che 72 km e quello B 88-50 per distanze maggiori.

La seguente tabella riassume le caratteristiche dei cavi normali pupinizzati usati oggidì:

	Due fili				Quattro fili	
	B 88-50		H 88-50		H 44-25	
	sempl.	comb.	sempl.	comb.	sempl.	comb.
Impedenza caratteristica in ohm a 1000 hertz	1560	930	1120	670	800	450
Attenuazione a 1000 hertz in decibel/km a 12°,8	0,17	0,15	0,22	0,19	0,30	0,25
Velocità nominale di propagazione (in km/s)	16000	17000	23000	24000	31500	33000
Frequenza di taglio in hertz	5600	5900	4000	4200	5600	5900
Variazione dell'attenuazione a 1000 hertz (in decibel/km):						
Cavo aereo (variaz. di temperatura da 12°,8 a 42°,8)	0,019	0,016	0,025	0,022	0,034	0,029
Cavo sotterraneo (da 12°,8 a 22°,8)	0,007	0,006	0,009	0,007	0,011	0,010

È da notare come i cavi aerei, largamente usati negli S. U. d'A., soffrano di una notevole variazione di attenuazione al variare della temperatura, laddove i cavi sotterranei, impiegati in Europa, hanno una attenuazione presso a poco invariabile col mutare della temperatura esterna. I regolatori automatici di trasmissione sono perciò disposti in ogni stazione di amplificazione per i cavi aerei ed a distanza di circa 300 km l'uno dall'altro negli impianti a cavi sotterranei, per quanto si sia riconosciuto, che per questi cavi anche distanziando i regolatori di 500 km l'uno dall'altro si ha ancora un funzionamento soddisfacente.

L'amplificazione, che si può applicare ai diversi circuiti, dipende grandemente dal tipo di circuito. Mentre per i circuiti a quattro fili, dove i livelli massimi sono limitati solo dalla condizione dell'assenza di distorsione e quelli minimi dalla diafonia, si possono ammettere forti variazioni di livello (assumendo come 0 il livello all'origine del circuito interurbano, il livello massimo può essere + 10 decibel, e quello minimo — 24 decibel), per i circuiti a due fili non si può giungere ad una tale amplificazione per la facilità di adescare correnti locali nei circuiti di traslazione. In ogni caso conviene che i livelli di amplificazione siano decrescenti nelle successive stazioni; la differenza ultima viene compensata alla stazione ricevitrice.

Nei circuiti a due fili la uniformità della impedenza è di grande importanza ed ogni cura deve essere rivolta alla fabbricazione dei cavi e sovratutto delle bobine di induttanza. Le diverse diafonie che si possono manifestare tra i circuiti debbono essere attenuate in ogni parte del circuito, tanto sui cavi principali quanto in quelli di raccordo non meno che nelle bobine. Si è riusciti ad ottenere una attenuazione della diafonia fino a 96 decibel nelle bobine e nei cavi, e fino a 86 decibel negli organi degli uffici.

Allo stato odierno della tecnica, la limitazione a superare più grandi distanze è imposta, piuttosto che dalla attenuazione, dalla stabilità rispetto all'innesco delle oscillazioni, dalla diafonia, e dagli effetti d'eco. Si indica come « perdita netta minima di potenza di un circuito munito di amplificatore » la più piccola perdita netta di potenza complessiva, colla quale il complesso può funzionare senza superare il limite imposto da una qualsiasi delle caratteristiche suindicate. Questo elemento è di molta importanza per giudicare della idoneità di un circuito telefonico al servizio a grande distanza.

La fig. 4 mostra, per un circuito a due fili, i valori della perdita netta minima, e come questa venga limitata rispettivamente dalla diafonia, dagli echi e dall'innesco delle oscillazioni. Naturalmente quanto più la perdita è piccola, tanto maggiore è la tendenza agli echi, alla diafonia ed alla produzione di oscillazioni.

La fig. 5 rappresenta l'andamento della stessa perdita per un circuito a quattro fili. Si vede dal diagramma, che per tali circuiti la diafonia diviene un fattore predominante solo per brevi distanze fino a 640 km mentre gli echi costituiscono il fattore più importante di limitazione della distanza raggiungibile, e ciò a malgrado dell'impiego dei soppressori d'eco.

Gli AA si diffondono in particolare nell'illustrazione della rete

telefonica interurbana in cavi degli S. U. d'A. Questa rete comprende 21 000 km di tracciato, 34 000 km di cavi posati, ed 8 000 000 km di circuiti.

Di questo sistema di cavi :

il 46 % è sotterraneo in cunicoli,
il 50 % è aereo,
ed il 4 % è sotterraneo posato direttamente;

condizioni del tutto diverse dal sistema europeo, nel quale la grande maggioranza dei cavi è sotterranea, posata direttamente nel sottosuolo.

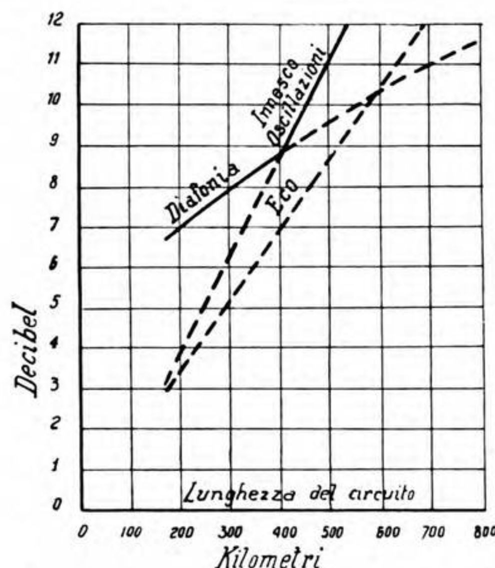


Fig. 4. — Perdita netta minima di potenza ammissibile per circuiti a due fili (conduttori di 0,9 mm, tipo di pupinizzazione B 88-50 ovvero H 88-50).

Dall'esame della situazione attuale della telefonia a grande distanza in cavi risulta come si possano usare con buoni risultati circuiti in cavi della lunghezza di 3000 km. Sono state altresì compiute esperienze su circuiti a quattro fili di lunghezza superiore a 6000 km, le quali hanno dimostrato che per queste e per maggiori distanze le caratteristiche degli attuali circuiti interurbani in cavi non sono ancora del tutto soddisfacenti.

Occorrono anzitutto tipi più efficaci di soppressori d'eco per potere funzionare con perdite nette di potenza molto basse (9 decibel). Per le grandi distanze è poi da temere l'azione reciproca dei soppressori d'eco nei due sensi della conversazione, col pericolo di interruzioni durante la conversazione principale. Nel caso di distanze del-

l'ordine di 6000 km si rendono evidenti i fenomeni di distorsione di fase, in quanto che la differenza fra i tempi di propagazione delle correnti a frequenze diverse diviene sensibile: ad esempio la differenza tra il tempo di propagazione della corrente a 1000 hertz e di quella a 3000 hertz raggiunge circa 25 ms; occorrono quindi i compensatori di fase.

Il tempo di propagazione è poi da considerare anche all'infuori della distorsione di fase che provoca. Per un circuito a piccola induttanza (H 44-25) della lunghezza di 6000 km, munito di compensatore di fase, il tempo di propagazione è di circa 1/4 di secondo. Per distanze estremamente grandi, come ad esempio quella compresa tra San Francisco ed Istamboul di 16 000 km, il tempo di propagazione

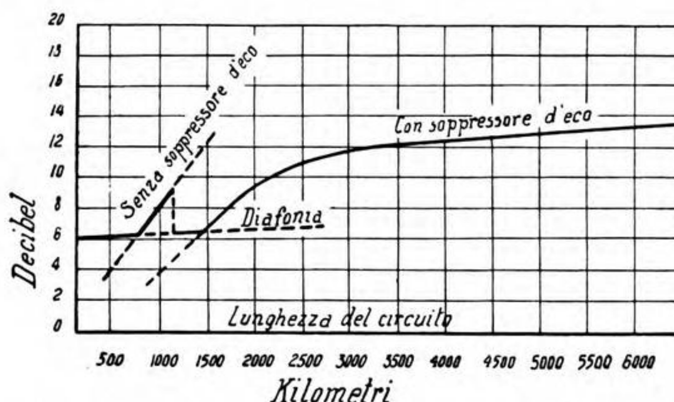


Fig. 5. — Perdita netta minima di potenza ammissibile per circuiti a quattro fili (conduttori di 0,9 mm, tipo di pupinizzazione H 44-25).

raggiunge 0,6 s e la conversazione non può che riuscire grandemente perturbata. Grandi perfezionamenti sono pertanto ancora da introdurre nei sistemi telefonici, ove si voglia telefonare con fili a così grande distanza.

Un perfezionamento da segnalare è quello della telefonia a correnti portanti nei cavi, che è stato ormai attuato in forma pratica. Questo sistema avrà una grande ripercussione economica nei collegamenti telefonici a forte traffico. Sono stati eseguiti esperimenti con un sistema a nove vie telefoniche sovrapposte, ed i risultati furono soddisfacenti, anche in circuiti corrispondenti a lunghezze di 24 000 km.

Se nei passati venti anni lo sviluppo della tecnica della telefonia a grande distanza è stato molto intenso, è da ritenere che nell'avvenire si avranno progressi altrettanto importanti e rapidi, con una moltiplicazione ed una utilizzazione sempre maggiore dei cavi telefonici interurbani per grande distanza.

Dalla discussione di questo rapporto e di un altro analogo presentato da P. E. Ericsson risultò la tendenza a ridurre sempre più l'aggiunta di induttanze nei circuiti, aumentando la distanza fra le bobine e diminuendone il coefficiente di autoinduzione. Venne nuovamente preconizzato l'impiego di linee prive di induttanze supplementari.

3. - Utilizzazione dei circuiti telefonici per le trasmissioni speciali.

Fra i più recenti perfezionamenti delle comunicazioni elettriche sono quelli che han permesso di adattare i circuiti telefonici alle nuove applicazioni, quali la trasmissione di programmi radiofonici, la teleidografia (trasmissione delle immagini), e le comunicazioni collettive.

Su questi perfezionamenti C. Hoepfner presenta per la Germania una relazione molto particolareggiata, nella quale, per ognuna delle applicazioni, si indicano tanto le caratteristiche dei circuiti, quanto i dati costruttivi dei relativi apparecchi.

Radiodiffusione. — La radiodiffusione esige un funzionamento dei circuiti più perfetto che non la telefonia ordinaria, sì che è necessario costruire linee speciali, se si vogliono trasmettere le emissioni musicali senza distorsioni e senza perturbazioni. Le condizioni necessarie per un buon funzionamento sono, oltre che l'assenza di disturbi, la possibilità di trasmettere convenientemente frequenze estese da 50 a 6400 hertz almeno, con una distorsione di attenuazione e di fase delle varie frequenze minore che non per la telefonia ordinaria, ed allo stesso tempo una buona trasmissione sia per alti sia per bassi valori della potenza trasmessa, con variazioni di volume dei suoni nel rapporto anche da 1 a 100, pure avendosi tra la tensione utile massima e la tensione di diafonia rapporti non inferiori a 1000.

Le curve 1 e 2 della fig. 6 rappresentano la attenuazione in funzione della frequenza per i vecchi circuiti in cavo, usati in Germania, di 0,9 e 1,4 mm, mentre la curva 3 si riferisce ad un circuito americano.

Per quanto riguarda la scala delle frequenze, che debbono essere trasmesse bene nei circuiti per radiofonia, si ritiene che la differenza tra i livelli della trasmissione per due frequenze qualunque dell'intervallo 200-3200 hertz non debba oltrepassare $\pm$ 2 decineper e che al di là di questo intervallo siano ammissibili al massimo scarti di $\pm$ 3 decineper. È stato inoltre stabilito, che ogni frequenza, di cui l'equivalente differisca di più che 5 decineper da quello della frequenza di 800 hertz, debba essere considerata come non trasmessa.

Lo studio delle influenze perturbatrici esterne ha condotto a determinare entro quale intervallo potesse variare il volume dei suoni trasmessi, onde escludere da questo intervallo i suoni interferenti. Mentre il rapporto fra le ampiezze medie della voce di una persona che parli dapprima quanto più piano e dipoi quanto più forte le è possibile è dell'ordine di 1/100, invece nel caso di una grande orchestra, il rapporto tra i valori medi della pressione acustica per il *pianissimo* e quelli corrispondenti al *fortissimo* può raggiungere il

valore di 1 a 2400. Un così grande scarto di volume imporrebbe condizioni molto gravi nei riguardi della eliminazione dei suoni estranei e del funzionamento dei circuiti di trasmissione. La radiodiffusione si accontenta perciò del rapporto da 1 a 100 tra le ampiezze massime e minime dei volumi dei suoni, come è stato stabilito dall'Unione Internazionale della Radiodiffusione a Ginevra.

Un altro fenomeno importante da considerare è che lo spettro sonoro dei suoni musicali può subire deformazioni per il fatto, che

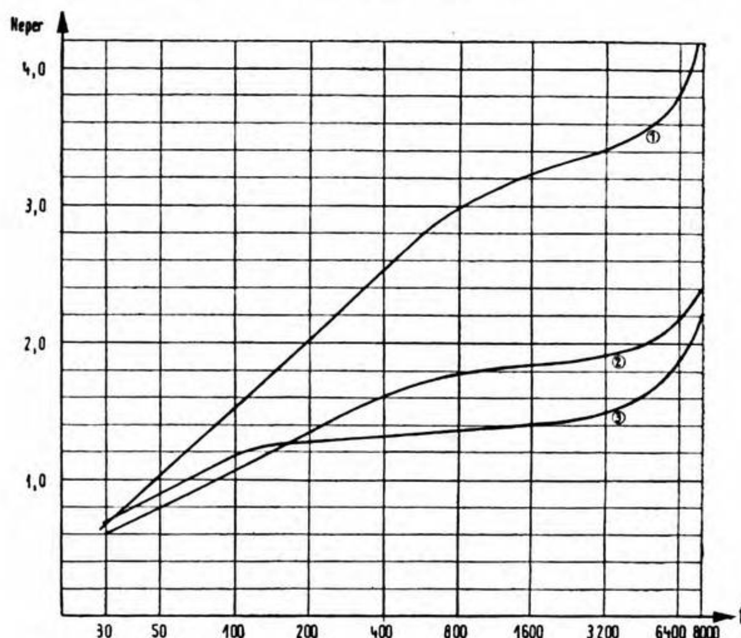


Fig. 6. — Attenuazione, in funzione della frequenza, di una sezione di amplificazione per 3 tipi diversi di circuito in cavo:

1) bicoppia 0,9 mm (Germania)
2) coppia 1,4 » »
3) coppia 1,29 » (America).

le varie correnti alternate delle diverse frequenze che lo compongono, non sono trasmesse in un circuito telefonico colla stessa velocità. Ne risultano accavallamenti di suoni molto nocivi. La fig. 7 mostra come varia la velocità di propagazione in funzione della frequenza per diversi tipi di cavi. Per ovviare l'inconveniente si ricorre a dispositivi compensatori di fase.

Per i circuiti radiofonici, sebbene la linea aerea appaia preferibile sotto il punto di vista della attenuazione e della uniformità della velocità di trasmissione, si preferiscono oggidì le linee in cavo, meglio protette contro i disturbi. Esse sono munite di debole induttanza e

di stazioni di amplificazione egualmente distanziate, come per i circuiti telefonici a quattro fili a pupinizzazione leggera, generalmente usati per la telefonia a grande distanza.

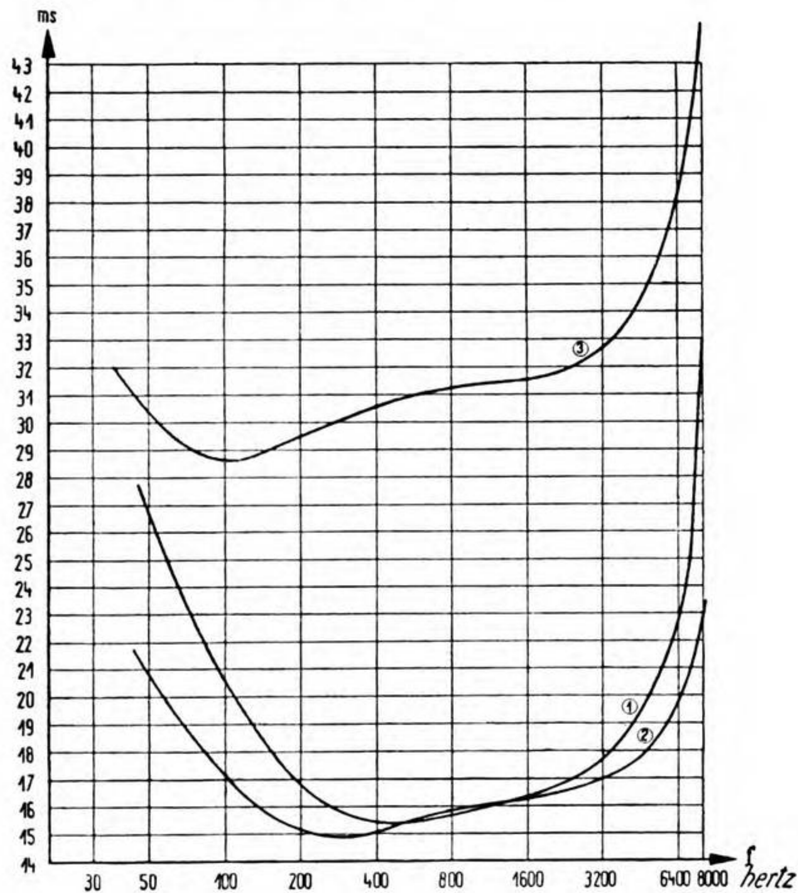


Fig. 7. — Tempi di propagazione su di un circuito per trasmissioni radiofoniche della lunghezza di 1000 km:

1) bicoppia 0,9 mm (Germania)
2) coppia 1,4 » »
3) coppia 1,29 » (America).

È ancora necessario, che la amplificazione dei ripetitori sia funzione della frequenza. In particolare le basse frequenze, meno attenuate durante la trasmissione, debbono anche essere meno amplificate che non le alte frequenze. È possibile ottenere, mediante dispositivi correttori, che l'insieme costituito dalla linea e dagli amplifica-

tori dia luogo alla stessa attenuazione per tutto l'intervallo utile di frequenza. Tale regolazione sarebbe tuttavia ancora compromessa dalla influenza sulla attenuazione dei cambiamenti di temperatura, se non si adottassero gli *amplificatori autoregolatori*. Il potenziometro di essi si adatta automaticamente alla variazione di temperatura, per l'azione di un filo pilota del cavo stesso la cui resistenza varia in funzione della temperatura e ne compensa le fluttuazioni diurne e stagionali. (Questi dispositivi sono generalmente usati negli S. U. d'A. dove i cavi sono in grande maggioranza aerei e quindi direttamente soggetti a variazioni di temperatura a breve ciclo).

Sono ancora da citare le *linee artificiali di complemento* inserite in ogni tratto di 10 km per dare a tutte le sezioni di amplificazione

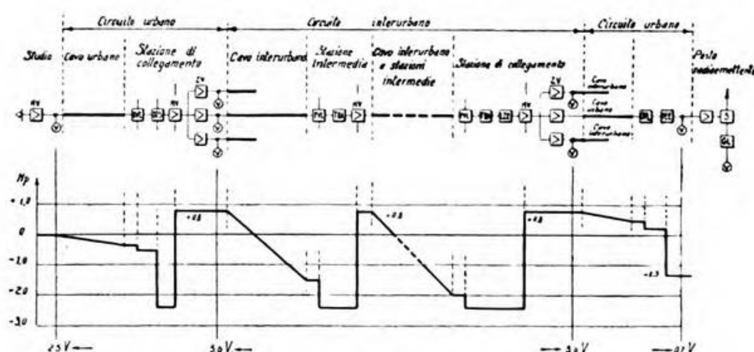


Fig. 8. — Costituzione e diagramma dei livelli di tensione di un circuito tedesco per trasmissioni radiofoniche.

MV amplificatore microfonico, *HV* amplificatore principale, *ZW* amplificatore addizionale, *EV* amplificatore terminale, *OVL* complemento della linea urbana, *FVL* complemento della linea interurbana, *OES* dispositivo di antidistorsione per linea urbana (lato emissione), *OEE* dispositivo di antidistorsione per linea urbana (lato ricezione), *LZE* correttore addizionale di distorsione, *TDA* compensatore della variazione della attenuazione in funzione della temperatura, *V* indicatore di volume, *S* stazione radioemittente, *GL* raddrizzatore ad alta frequenza.

una lunghezza elettrica uniforme nei riguardi della attenuazione. Anche le linee urbane, che partono dagli studi e si inseriscono nelle linee telefoniche a grande distanza, debbono essere regolate in modo da equivalere ad una lunghezza fissa (10 km) ed essere munite di dispositivi contro la distorsione, e così le linee urbane che collegano i cavi a grande distanza colla stazione radiotrasmittente.

Nella fig. 8 sono rappresentati la costituzione ed il diagramma dei livelli relativi di tensione di un circuito radiofonico usato normalmente in Germania.

Per proteggere i circuiti, che servono alle trasmissioni radiofoniche, contro i rumori estranei e contro la diafonia per parte dei circuiti dello stesso cavo, si è ricorso a diversi espedienti. Un primo metodo è costituito dagli schermi elettrostatici formati mediante avvolgimento delle coppie destinate alla trasmissione radiotelefonica con fogli di stagnola, ovvero con un tubo di piombo isolato. L'A. T. T. Co.

invece dello schermo elettrostatico usa il sistema dei circuiti a quattro fili a due sensi di trasmissione disponendo le coppie radiofoniche trasmettenti in una certa direzione insieme a quelle telefoniche che hanno la stessa direzione e regolando i circuiti per modo che il livello telefonico nelle due categorie di circuiti vicini sia presso a poco lo stesso. Le bobine di induttanza ed i cavi di connessione delle centrali sono invece schermati.

Nelle trasmissioni radiofoniche, in ragione delle variazioni notevoli di frequenza e di volume delle correnti trasmesse, si possono avere nelle bobine e negli amplificatori distorsioni non lineari, che influiscono diversamente sulle varie armoniche. Per diminuire queste distorsioni la tecnica americana riduce la potenza ai triodi e la tecnica tedesca usa invece il sistema di inserire la linea all'amplificatore in modo che la resistenza del circuito collegato ai triodi sia grande rispetto alla loro resistenza interna; si diminuisce così la potenza di corrente alternata fornita ai triodi ma si riduce grandemente la distorsione.

L'Amministrazione inglese per ridurre tale distorsione tende ad impiegare il sistema equilibrato (*push-pull*). Con questo sistema l'armonica seconda viene eliminata e non rimane che l'armonica terza, la quale dà luogo ad un coefficiente di distorsione non lineare, molto ridotto.

La questione è ancora allo studio ed il C. C. I. in via provvisoria raccomanda di non sorpassare i seguenti valori massimi del coefficiente di distorsione non lineare:

a) per ogni amplificatore inserito in un circuito per trasmissioni radiofoniche 5 %,

b) per tutto il circuito 10 %.

Per quanto si riferisce ai limiti di potenza dei suoni trasmessi, l'A cita come, su di un circuito americano per trasmissioni radiofoniche, si sia constatata la possibilità di trasmettere senza disturbi una potenza vocale minima di —50 decibel [2]; di fronte alla potenza minima ordinariamente trasmessa di —5 decibel si disporrebbe quindi di un intervallo di variazione amplissimo.

Negli S. U. d'A. ed in molte nazioni europee si hanno intiere reti per il collegamento delle stazioni radiofoniche ed in tutti i cavi telefonici, che si posano oggidì, si inseriscono circuiti specialmente costruiti per queste comunicazioni.

Fototelegrafia. — Le correnti che si derivano dalla cellula fotoelettrica sono troppo deboli e di troppo bassa frequenza per essere trasmesse su di una linea telefonica pupinizzata. Si usa quindi il sistema di sovrapporre tali correnti fotoelettriche, dopo conveniente amplificazione, su di una corrente portante di frequenza adatta per una buona trasmissione. Per tale frequenza è stato scelto per accordo internazionale il valore di 1300 hertz.

Nella trasmissione delle immagini ha sovratutto importanza la

---

[2] S'intende di parlare di 50 decibel al di sotto della potenza vocale di riferimento.

distorsione di fase, che si incontra nei circuiti pupinizzati. Il valore dello scarto fra i tempi di propagazione, per una buona trasmissione delle immagini, non deve essere superiore a 1 ms per la zona di frequenza 800-1600 hertz, condizione molto più severa di quella relativa al servizio telefonico, nel quale si ha ancora una audizione soddisfacente, se lo scarto tra i tempi di propagazione non supera 30 ms. Questa condizione non si può soddisfare per grandi distanze, se non con circuiti a piccola induttanza, salvo che si usino compensatori di fase. Altra condizione è che le correnti estranee e parassite siano

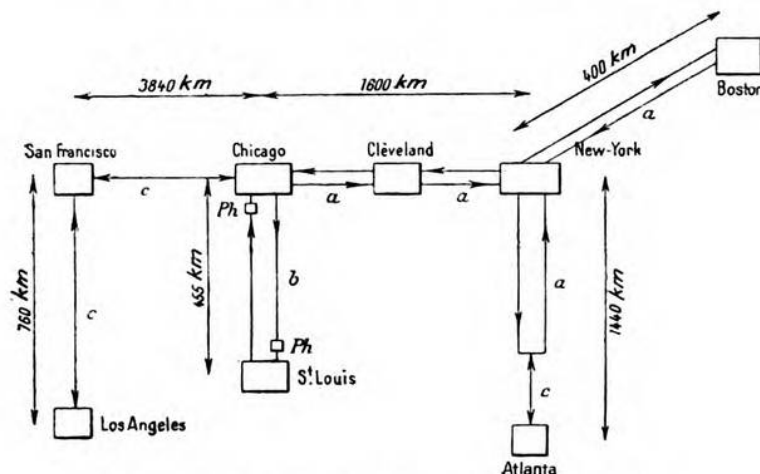


Fig. 9. — Rete dei circuiti americani per la trasmissione delle immagini.

quanto più deboli è possibile rispetto alla corrente di lavoro, e che siano accuratamente evitati i fenomeni di diafonia e di eco e le interruzioni anche brevissime.

Le fig. 9 e 10 rappresentano rispettivamente l'estensione presa dalle reti di fototelegrafia negli S. U. d'A. ed in Europa.

Comunicazioni collettive. — Le comunicazioni collettive, intese come la telefonia tra più di due abbonati che desiderano conversare tra loro contemporaneamente, possono essere attuate sia con apparecchi telefonici ordinari sia con microfoni ed altoparlanti. Nel caso di conferenze si usano circuiti a quattro fili, di cui una coppia serve per la trasmissione e l'altra per la ricezione.

Le difficoltà, che si incontrano nello stabilire comunicazioni collettive, non sono tanto nelle linee, quanto nella combinazione dei vari circuiti tra loro. Questi non devono introdurre colle loro derivazioni alcuna distorsione supplementare, nè turbare, nel caso di comunicazioni a grande distanza, la stabilità del sistema telefonico a cui sono unite.

Per collegare insieme più di due circuiti senza disturbi si usa in Germania il sistema « terminale centrale », che permette di accoppiare i circuiti senza introdurre alcuna reazione di un circuito sull'altro. In altri paesi, come l'Inghilterra e l'Olanda, si usa di collegare in parallelo più linee mediante traslatori sui cordoni.

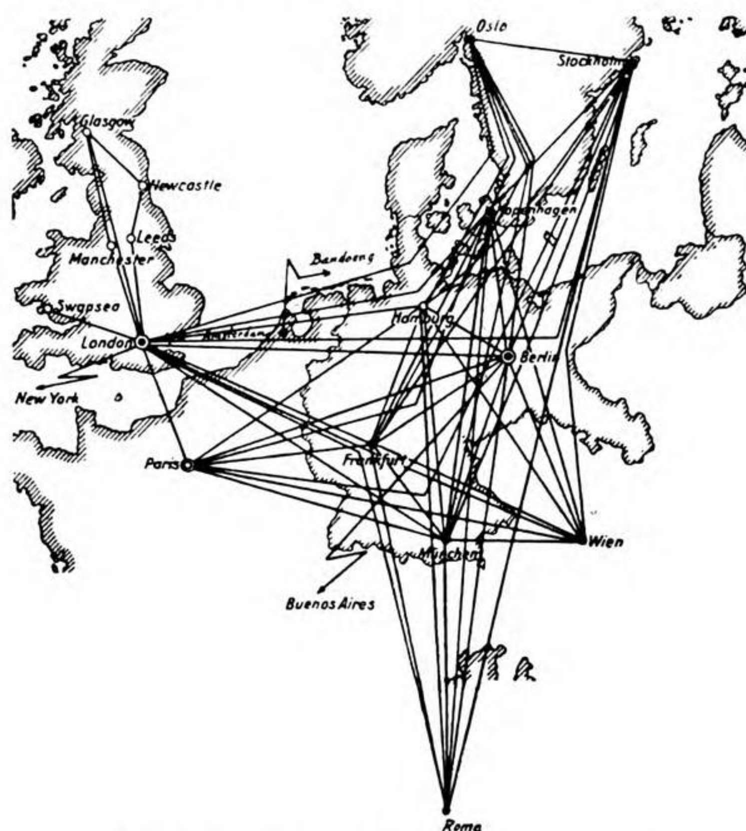


Fig. 10. — Rete dei circuiti europei per la trasmissione delle immagini.

Nella discussione di questo rapporto furono messe in evidenza le esperienze, compiute dall'Istituto Hertz di Berlino, sulla importanza delle varie frequenze nella trasmissione e riproduzione telefonica. Anche le frequenze comprese tra 30 e 50 hertz hanno una notevole influenza nella trasmissione musicale e così le frequenze molto più alte, dell'ordine di 14 000 hertz, che danno la « vita » alla musica.

4. - Applicazione delle alte frequenze alle linee telefoniche.

La telefonia a correnti portanti ad alta frequenza, studiata dal Ruhmer e dallo Squier fin dal 1909 e 1910, ha preso una grande diffusione permettendo di utilizzare maggiormente i circuiti telefonici con vantaggi economici e di intensificazione del traffico. K. Küpfmüller (Germania) ha prospettato nella sua ampia relazione la situazione attuale del sistema ed il suo probabile ulteriore sviluppo. La diffusione di esso è stata favorita dai perfezionamenti introdotti nella costruzione delle linee e dalla riduzione di prezzo degli apparecchi, tanto che vi sono esempi di loro applicazione anche su linee della lunghezza di soli 80 km.

Telefonia a correnti portanti su linee aeree. — Per quanto nelle linee aeree la attenuazione non sia considerevole per le alte frequenze usate come onde vettrici (da 6000 a 40 000 hertz), tuttavia sono da considerare alcuni fenomeni speciali, che influiscono sulle proprietà delle linee stesse.

Mentre la induttanza, la resistenza effettiva e la capacità subiscono per le diverse frequenze variazioni facilmente calcolabili e di non grande importanza, la grandezza soggetta alle maggiori variazioni è la conduttanza degli isolatori, grandemente influenzata dalle condizioni meteorologiche.

La attenuazione, nel campo delle frequenze utilizzate, può essere calcolata con buona precisione colla formula:

$$\beta = \frac{R}{2Z} + \frac{G}{2} Z ,$$

essendo R la resistenza effettiva per unità di lunghezza, G la conduttanza per unità di lunghezza, Z la impedenza caratteristica.

Per frequenze superiori a 40 000 hertz la attenuazione cresce così rapidamente che, salvo futuri perfezionamenti, non si possono per ora praticamente usare correnti portanti di frequenza più elevata.

Il vantaggio fondamentale del sistema rispetto alla ordinaria telefonia per cavi è costituito dalla maggiore velocità di propagazione delle onde portanti, praticamente eguale a quella della luce nel vuoto. La diafonia ed i disturbi esterni vengono combattuti colle trasposizioni dei fili e mediante apparecchi terminali filtranti ed ammortizzatori d'eco.

Per quanto riguarda gli apparecchi ed i sistemi di installazione, le loro moderne caratteristiche sono le seguenti:

1) Si utilizza il sistema ad una sola banda laterale di modulazione, che consente un maggiore numero di vie separate di comunicazione.

2) Si usano frequenze diverse per i due sensi di conversazione, che rimangono così indipendenti, e permettono attenuazioni molto grandi, col vantaggio di avere le stazioni di amplificazione comuni con quelle dei circuiti a bassa frequenza con economia di impianto e di esercizio.

3) Nell'intervallo di frequenze compreso tra 6000 e 40 000 hertz si attuano ordinariamente tre collegamenti completi ad alta fre-

quenza con sei vie. La metà superiore della banda delle frequenze utilizzate serve alla conversazione in un senso e la metà inferiore alle conversazioni in senso opposto.

Per utilizzare al massimo la potenza dei triodi amplificatori si cerca di evitare la trasmissione della corrente portante. Nel sistema Bell è effettuata in modo integrale la soppressione della corrente portante che viene nuovamente creata al posto ricevitore. La Siemens & Halske ha invece adottato un sistema, nel quale si attenua grandemente la corrente portante alla partenza, amplificandola nuovamente all'arrivo; così che non è necessario di riprodurla e non occorrono oscillatori di così grande stabilità di frequenza, quali sono necessari nel sistema americano. Si hanno pertanto due diversi sistemi l'uno *a onda portante soppressa*, l'altro *a onda attenuata*.

Come esempio del risultato, che si può ottenere dalla applicazione del sistema a correnti portanti per aumentare la potenzialità delle linee telefoniche e telegrafiche, è da segnalare il tipo normale di impianto, della A. T. T. Co. La linea è costituita da quattro traverse orizzontali disposte l'una al disopra dell'altra, portanti ciascuna 5 circuiti bifilari, cioè 20 circuiti in tutto. Tali circuiti danno luogo alle seguenti comunicazioni:

1) su ogni conduttore una comunicazione telegrafica infraacustica: 40 comunicazioni telegrafiche;

2) su ciascuno dei 4 circuiti di mezzo 10 comunicazioni telegrafiche a correnti portanti: 40 comunicazioni telegrafiche;

3) su ciascun circuito una comunicazione telefonica a bassa frequenza: 20 comunicazioni telefoniche;

4) sui 4 circuiti reali di mezzo 2 circuiti combinati: 2 comunicazioni telefoniche;

5) su ciascuno degli altri 16 circuiti 3 comunicazioni telefoniche a correnti portanti: 48 comunicazioni telefoniche.

In totale si hanno dunque con 20 circuiti: 80 comunicazioni telegrafiche e 70 comunicazioni telefoniche.

Gli apparecchi trasmittenti e ricevitori sono particolarmente completati da dispositivi filtranti e questi dispositivi debbono avere caratteristiche, che si accordino esattamente coi circuiti interurbani a grande distanza, con cui sono collegati; il che si ottiene mediante *circuiti terminali ausiliari*, accoppiati ai filtri per modo da ottenere colla loro regolazione una resistenza effettiva risultante costante per ogni condizione di funzionamento.

Altri particolari interessanti sono quelli relativi ai dispositivi di sorveglianza e di chiamata. Per la sorveglianza, nei sistemi a corrente portante soppressa, si trasmettono nei due sensi di conversazione due onde pilota speciali; nel caso invece del sistema a corrente portante attenuata si fa uso di questa stessa corrente. Per la chiamata, nel sistema ad onda portante soppressa si lancia un'onda di 1000 hertz modulata a 20 hertz, che all'arrivo viene raddrizzata per azionare la suoneria; nel sistema ad onda portante attenuata si amplifica invece all'atto della chiamata tale corrente che può azionare alla stazione ricevitrice il relais della chiamata.

Per quanto riguarda il livello della trasmissione il suo limite

inferiore non può essere tenuto al di sotto di 3-3,5 neper per sfuggire alla influenza delle perturbazioni di origine esterna. Per superare colle comunicazioni a correnti portanti le stesse distanze che colle comunicazioni a bassa frequenza e quindi poter fare coincidere la posizione delle rispettive stazioni amplificatrici, occorre dare alla telefonia a correnti portanti un livello in partenza più elevato che quello della telefonia a bassa frequenza di circa 2 neper.

Per le linee a minore traffico sono stati sviluppati sistemi più semplici, nei quali si ha una sola comunicazione a corrente portante sovrapposta a quella a bassa frequenza. Il minore costo di tali apparecchi ne rende conveniente la applicazione anche su linee relativamente brevi (circa 80 km).

Telefonia a correnti portanti su linee in cavo. — Le linee in cavo, particolarmente se sotterranee o sottomarine, sono caratterizzate da una maggiore stabilità nelle loro caratteristiche, ma hanno l'inconveniente di un'attenuazione più elevata, particolarmente per le alte frequenze. Tale attenuazione può essere ridotta coll'impiego di una pupinizzazione appropriata. Si può ritenere che per le frequenze più alte usate nelle linee aeree la attenuazione in un cavo avente conduttori del diametro di 1,4 mm sia 5 volte più elevata di quella di un circuito aereo in filo del diametro di 4 mm.

Una frequenza di taglio elevata conduce ad un costo notevole del cavo, in quanto che occorre ridurre il passo di pupinizzazione ovvero aumentare il diametro dei conduttori. Infatti la costante di attenuazione si può ritenere espressa da :

$$\beta = \frac{\pi}{2} R\, C\, s\, f_0$$

dove R e C rappresentano la resistenza e la capacità unitarie, s indica il passo di pupinizzazione ed f_0 la frequenza di taglio. Fino ad oggi il sistema a correnti portanti venne utilizzato solo nei cavi sottomarini, i quali, essendo più costosi di installazione, debbono essere sfruttati quanto è possibile.

È particolarmente interessante, specie per la sua applicazione ai cavi, il sistema della Siemens & Halske, detto di *telefonia a due zone di frequenza*, col quale oltre alla zona delle frequenze basse, si utilizza un'altra zona di frequenza più elevata compresa tra 3000 e 5200 hertz.

Un cavo sottomarino pupinizzato funzionante a due frequenze è quello posato nel 1930 tra Stralsund e Malmö della lunghezza di 160 km, isolato in carta ed aria secca, e pupinizzato. Esso raggiunge una profondità massima di 35 m. Un esempio di cavo isolato in guttaperca a grande profondità, funzionante anch'esso a due frequenze, è quello posato tra Teneriffa e le Isole Canarie della lunghezza di 74 km con profondità massima di 2740 m. Il cavo non è munito di induttanza (3).

---

(3) È da segnalare al riguardo il nuovo cavo telefonico Continente-Sardegna, funzionante a grandi profondità (m 2100) e di lunghezza

I circuiti costituiti col sistema di telefonia a due frequenze si comportano sotto il punto di vista elettrico in modo simile ad un circuito ordinario a quattro fili, nel quale si usi per la comunicazione in un senso la via a bassa frequenza e per le comunicazioni in senso opposto quella a corrente portante a frequenza più elevata.

Sviluppi futuri. — Il sistema di telefonia a correnti portanti non ha ancora certamente raggiunto il suo pieno sviluppo, sia rispetto alle linee aeree, sia nei riguardi dei cavi.

Degno di speciale rilievo è il vantaggio dei circuiti non pupinizzati a correnti portanti, di avere una velocità di propagazione delle correnti molto superiore a quella propria dei circuiti ordinari pupinizzati. Mentre il tempo di propagazione in un cavo normale pupinizzato della lunghezza di 1000 km è di 55 ms, in un cavo non pupinizzato a correnti portanti esso si riduce a circa 4,6 ms; così che solo per distanze di 65.000 km si raggiungerebbe in questi circuiti il limite massimo di 0,3 s per il tempo di propagazione, ammissibile agli effetti dell'eco.

Sotto il punto di vista economico non si può tuttavia ancora dire, se la estensione ai cavi del sistema a correnti portanti sia sempre conveniente, ma, col progresso della tecnica degli apparecchi terminali e col perfezionamento di tutti i particolari di costruzione e di esercizio del sistema, è da ritenere che anche le difficoltà economiche possano essere superate con successo.

5. - Argomenti speciali.

Oltre alle memorie di carattere generale riassunte fin qui, furono presentati alla ottava sezione del Congresso alcuni lavori su argomenti di carattere speciale; ne diamo un breve cenno per rendere completa la rassegna.

Coesistenza di linee di energia elettrica e di telecomunicazione. — C. L. Ollier, segretario della Commissione Mista Internazionale per le esperienze relative alla protezione delle linee di telecomunicazione e delle canalizzazioni sotterranee (C.M.I.), riassume i risultati delle prove compiute sotto gli auspici della prima sezione di questa Commissione: la quale si occupa dei disturbi provocati nelle linee di telecomunicazione dalle linee per trasporto di energia elettrica.

---

maggiore di ogni altro cavo telefonico sottomarino (km 270), che permette contemporaneamente, oltre alla comunicazione telefonica che ne forma lo scopo principale, una comunicazione telegrafica infraacustica in duplice, per la quale sono riservate le frequenze al disotto della banda utilizzata per la comunicazione telefonica, e una comunicazione telegrafica armonica a mezzo di due correnti vettrici di frequenze al disopra della banda stessa, e precisamente di 3000 hertz per la trasmissione in un senso, e di 3500 hertz per la trasmissione nell'altro senso (A. F., 1932, I, p. 165).

È altresì da segnalare il cavo Key West-Avana che consente 6 trasmissioni telefoniche a correnti vettrici di frequenze 7800 - 11 800 - 14 800 per le trasmissioni in un senso e 19 100 - 22 800 - 27 000 per le trasmissioni nell'altro senso (Bell S. T. J., 1932, XI, p. 197) [*n. d. r.*].

Tali esperienze furono compiute a Münsingen (Germania), Skillingaryd (Svezia), e Shap (Inghilterra); avevano lo scopo di studiare la soluzione più appropriata e di determinare i valori per i vari coefficienti, che occorrono nel calcolo della f.e.m. indotta in una linea parallela a quella inducente; si proponevano cioè di determinare il coefficiente di mutua induzione tra le due linee in condizioni diverse di terreno e di distanza. Da tali prove risultò che le formule teoriche stabilite recentemente dal Pollaczek e dal Carson trovano una buona conferma nelle esperienze compiute, per distanze non troppo grandi fra le linee interferenti e quando si tenga conto della resistività del terreno. Per la determinazione di questa resistività (σ) sono stati elaborati metodi di misura adatti.

Una seconda parte del rapporto riguarda la difesa del personale e delle apparecchiature di centrale. Oltre ai ben noti dispositivi di protezione contro le scariche elettriche l'Ollier riferisce in merito agli esperimenti compiuti dalla C.M.I. sui protettori contro i colpi acustici, indicati nell'ultima edizione delle Direttive del C.C.I., e descrive particolarmente le esperienze della Amministrazione francese delle PP. TT. sui protettori ad ossido di rame.

La misura dei rumori è stata pure oggetto di esame per parte della C.M.I. che è giunta alla conclusione di escludere i vecchi metodi di carattere soggettivo per dare la preferenza al metodo oggettivo di Osborne fondato sull'impiego di filtri e sulla misura della tensione indotta.

La discussione di questo rapporto mise in rilievo come si possano avere dei registratori della intensità dei colpi acustici prima e dopo il dispositivo di protezione, i quali permettono di determinare in neper la attenuazione del colpo e consentono di valutare la efficacia dei vari tipi di dispositivo.

Misure e prove speciali per la telefonia. — B. S. Cohen, il quale fa parte del «Post Office» britannico, presenta con questo rapporto un piccolo trattato sui recenti progressi nella tecnica delle misure telefoniche, con particolare riguardo ai metodi usati dal «Post Office».

Vi è dapprima considerata la questione del sistema fondamentale di riferimento per la trasmissione telefonica, campione internazionale per la misura del volume e della intelligibilità, definito nel sistema C.G.S.; e viene data la descrizione generale di un sistema campione primario con la discussione dei metodi fondamentali delle misure elettroacustiche. Sono descritti i dispositivi di orecchie artificiali, quelli di registrazione della curva caratteristica dell'ampiezza di vibrazione in funzione della frequenza, gli indicatori di volume; si riportano i risultati di alcune prove comparative, mostrando ad esempio le caratteristiche di un altoparlante sotto l'azione di tensioni a frequenze diverse o di tensioni complesse che producono suoni ritmici o variamente modulati.

Vengono indicati i più recenti progressi nelle misure telefonometriche, con particolare accenno alla nozione di equivalente della trasmissione effettiva ed alla sua determinazione. La misura dei rumori, ed i fenomeni di accoppiamento elettroacustico tra il ricevitore

ed il microfono di uno stesso apparecchio telefonico, formano l'oggetto di uno speciale capitolo. Si discute la possibilità d'impiego dei dispositivi sostituenti la voce e l'orecchio umani ed è descritta una forma semplice di oscillatore ritmico senza organi mobili, nel quale si produce un ritmo nella frequenza mediante variazioni di impedenza comandate da una lampada al neon.

Il rapporto tratta ancora dei più recenti progressi nei kerdometri e negli ipsometri, e nei metodi per graduare direttamente i galvanometri in decineper e decibel con una graduazione sensibilmente uniforme. Un breve esame circa la questione della misura dei tempi di propagazione e di sfasamento dà luogo alla descrizione particolareggiata di un dispositivo che permette di leggere direttamente in millisecondi il valore del tempo di propagazione. I progressi compiuti nella misura della diafonia coi metodi visuali ed acustici conducono a porne a raffronto le caratteristiche. Circa la valutazione dei rumori di linea, coi metodi obbiettivi raccomandati dal C.C.I., viene illustrato uno speciale circuito filtrante che possiede le caratteristiche volute. Informazioni sulle misure di attenuazione dell'eco e del punto di innesco delle oscillazioni chiudono la relazione.

L'importante rapporto fu documentato con la presentazione di apparecchi per la misura oggettiva dei rumori sulle linee di telecomunicazione; la relativa discussione riaffermò la tendenza a sostituire ai metodi telefonometrici ad udito quelli a visione, ed in genere a ricercare metodi quanto più possibile oggettivi.

Telegrafia multipla a correnti portanti. — T. Kajii e S. Matsumae, giapponesi, illustrano un nuovo sistema per attuare un grande numero di vie telegrafiche a correnti portanti a frequenze vocali; con

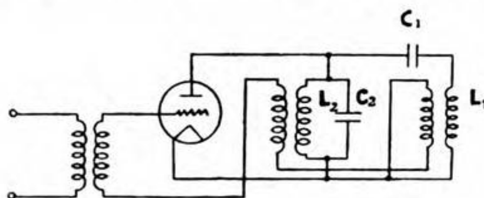


Fig. 11. — Schema dell'« amplifiltro rivelatore ».

esso si realizza una elevata velocità di trasmissione e si aumenta il numero delle comunicazioni.

Un complesso, che in un solo tubo a vuoto riunisce le funzioni di amplificatore, selettore e rivelatore, sostituisce il consueto circuito filtrante e le due valvole amplificatrici e rivelatrici. Lo schema è indicato dalla fig. 11; vi appaiono due accoppiamenti con la griglia, l'uno risonante e l'altro antirisonante.

Dalla teoria di tale « amplifiltro rivelatore » risulta che per ottenere la massima selettività alle frequenze f_1 ed f_2 i rapporti di trasformazione p_1 e p_2 dei trasformatori risonante ed antirisonante deb-

bono essere:

$$p_1 = \frac{4\, d'_1\, [1 + (1/\alpha) + \alpha]}{\mu\, k_1} \qquad p_2 = \frac{1 + (1/\alpha) + \alpha}{\mu\, k_2},$$

dove d'_1 è il fattore di perdita dell'insieme costituito dal trasformatore del circuito risonante e dal circuito variatore di fase, k_1 e k_2 sono i coefficienti di accoppiamento dei due trasformatori ed α una costante arbitraria.

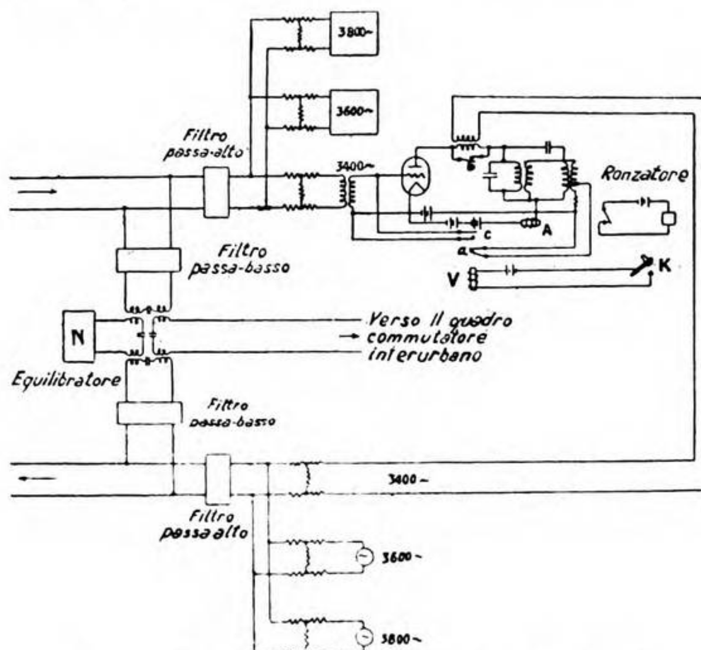


Fig. 12. — Sistema di telegrafia multipla a correnti portanti.

La fig. 12 indica lo schema dei circuiti di un sistema di telegrafia multipla a correnti portanti che consente di utilizzare la zona delle frequenze superiori a 2500 hertz, finora non impiegata; e la fig. 13 mostra il diagramma risultante delle intensità di corrente corrispondenti alle diverse frequenze.

Gli AA hanno ancora utilizzato le caratteristiche speciali del loro amplifiltro rivelatore, che può divenire oscillatore quando si aumenti la reazione degli accoppiamenti, ed hanno realizzato una installazione di telegrafia multipla a correnti portanti per le comunicazioni di servizio tra le operatrici delle linee telefoniche interurbane. Essi annunziano di avere in corso di studio una installazione di telegrafia multipla a venti vie, che consentirà di realizzare una grande velocità di trasmissione telegrafica.

Moderna utilizzazione dei cavi per la telegrafia. — L. J. Collet, della Amministrazione delle PP. TT. francesi, in un rapporto molto chiaro parla dei moderni sistemi di telegrafia nei cavi per telefonia a grande distanza. Sono questi sovratutto i sistemi a correnti portanti a frequenza acustica, che si propagano con le stesse leggi delle correnti telefoniche. Altri sistemi consentono una utilizzazione più completa dei cavi e prendono il nome rispettivamente di telegrafia

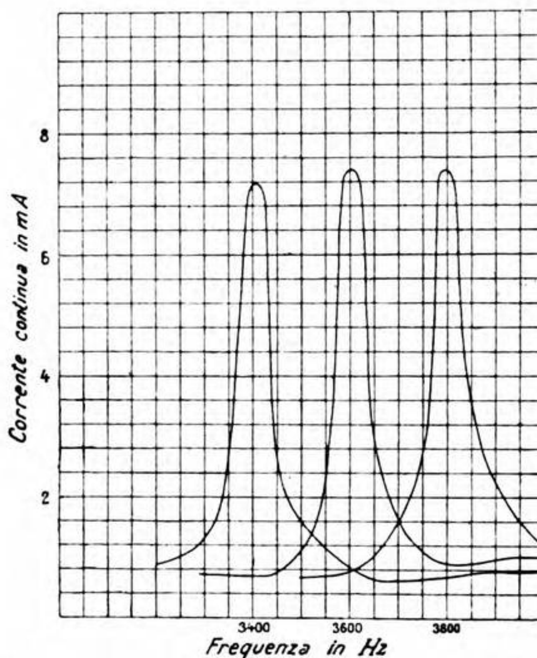


Fig. 13. — Diagramma delle intensità di corrente corrispondenti alle diverse frequenze.

ultraacustica ed infraacustica in quanto che si servono delle frequenze superiori e di quelle inferiori alla zona delle frequenze telefoniche; servono per distanze di alcune centinaia di kilometri e per apparecchi di media capacità. Gli apparecchi maggiormente usati su coteste linee sono le Baudot triple e gli apparecchi aritmici (telescriventi).

Telefonia ad onde portanti su linee di trasporto di energia. — T. Johnson Jr., degli S. U. d'A., ha presentato un rapporto riassuntivo sullo sviluppo e sullo stato attuale della tecnica della telefonia ad onde convogliate sulle linee ad alta tensione per il trasporto di energia elettrica, mettendo particolarmente in rilievo lo sviluppo preso

da questo sistema negli S. U. d'A.; ivi predomina il sistema a frequenza unica con due bande laterali di modulazione della stessa onda portante per la emissione e per la ricezione, laddove in Europa si usano frequenze diverse nei due casi. Dalla relazione non risultano importanti novità in questo campo, ove prevalgono perfezionamenti di sistemi noti che hanno dato una grande sicurezza e praticità al sistema oggi largamente diffuso.

Telefonia automatica. — Nei riguardi della telefonia automatica sono stati presentati al Congresso due rapporti sui metodi applicati per risolvere il difficile problema della automatizzazione dei telefoni di una grande città; essi sono dovuti a B. O. Anson (del « General Post Office ») per la città di Londra, ed ai francesi A. Damoiseaux, R. de Lanouvelle, S. Scruby per la città di Parigi. Ambedue i lavori sono ricchi di schemi di circuiti e possono essere utilmente consultati dagli specialisti per risolvere casi analoghi.

In altra monografia M. Muri (della Amministrazione svizzera delle PP. TT.) descrive particolarmente i moderni sistemi di telefonia automatica per il servizio interurbano e rurale; egli fa speciale riferimento alla Svizzera dove il sistema, come d'altra parte in Italia, ha preso una certa estensione.

E. S.

— — — RECENSIONI — — —

CIRCUITI - QUADRIPOLI - FILTRI.

M. Osnos — **Proprietà di un circuito oscillante liberamente, formato da induttanza, capacità e resistenza in serie.** (H. F. Techn. u. El. Ak., maggio 1932, XXXIX, 5, pag. 173-177, con 4 fig.).

Viene dimostrato matematicamente che in un circuito oscillante liberamente, formato da una induttanza, da una capacità e da una resistenza in serie, è $1/(\omega C) > \omega L$. Viene inoltre istituito il confronto fra un tale circuito e un circuito oscillante (alimentato da una sorgente esterna di forza elettromotrice alternativa, applicata alle armature del condensatore) formato con una capacità, una induttanza e una resistenza eguale a metà di quella che fa parte del circuito oscillante liberamente.

Segue da questo confronto che, quando il circuito alimentato dalla forza elettromotrice è regolato in modo da comportarsi come una resistenza pura, le relazioni fra reattanze induttive, capacitive e resistenze ohmiche sono le stesse di quelle esistenti fra le medesime grandezze del circuito oscillante liberamente.

Viene considerato il significato di « accordo », nel caso del circuito oscillante liberamente, e vengono calcolati i valori massimo ed iniziale della corrente, e quello corrispondente al punto di mezzo dell'intervallo fra due istanti successivi nei quali la corrente si annulla.

Infine vengono calcolati i lavori corrispondenti a mezzo periodo e all'intera durata dell'oscillazione, ed è esposta una semplice interpretazione fisica del fatto che in tutte le equazioni non compare l'intero valore della resistenza, ma soltanto la metà. *N. C.*

ELETTROACUSTICA.

M. Grützmacher e P. Just — **Sui microfoni a carbone.** (E. N. T., marzo 1931, VIII, 3, pag. 104-114, con 19 fig.).

Per ricerche acustiche è assai importante avere a disposizione un campo sonoro di frequenza variabile, ma di intensità costante; lo si

---

Abbreviazioni usate per i titoli di periodici recensiti:

Ann. d. Phys.: Annalen der Physik. — *B. S. J. Research*: Bureau of Standards Journal of Research. — *E. F. D.*: Europäischer Fernsprechdienst. — *E. N. T.*: Elektrische Nachrichten-Technik. — *H. F. Techn. u. El. Ak.*: Hochfrequenztechnik und Elektroakustik. — *Onde Élec.*: L'Onde Électrique. — *Phys. Z. S. Sow.*: Physikalische Zeitschrift der Sowjetunion. — *P. O. E. E. J.*: The Post Office Electrical Engineers' Journal. — *Proc. I. R. E.*: Proceedings of the Institute of Radio Engineers. — *Sitzungsber. Ak. d. Wiss. Berlin*: Sitzungsberichte der preussischen Akademie der Wissenschaften. Phys.-math. Klasse. — *The Elec.*: The Electrician. — *Wir. Eng.*: Wireless Engineer and Experimental Wireless. — *Z. S. d. V. D. I.*: Zeitschrift des Vereines Deutscher Ingenieure.

può ottenere da un altoparlante mediante un apposito sistema di regolazione. A tal fine si usa un microfono del tipo a condensatore e se ne fa la taratura mediante un elettrodo ausiliario posto davanti alla membrana; fra questa e l'elettrodo si applica una tensione alternata,

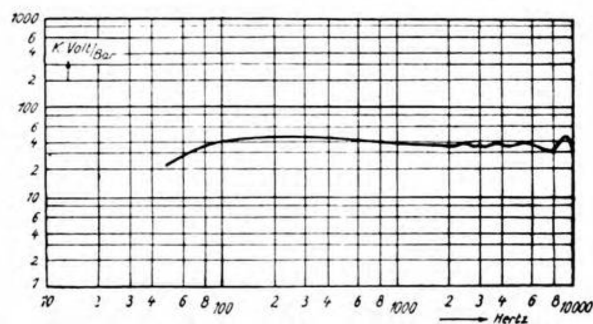


Fig. 1. — Diagramma di sensibilità di un microfono a condensatore, fornito di elettrodo ausiliario.

la quale genera sulla membrana le stesse forze, che sono date nel funzionamento normale dall'onda sonora. E' così possibile constatare come il microfono si comporti alle varie frequenze e, ritoccando opportunamente le dimensioni e la disposizione delle parti, ottenere un microfono campione egualmente sensibile alle varie frequenze, per esempio da 100 a 10 000 hertz (fig. 1).

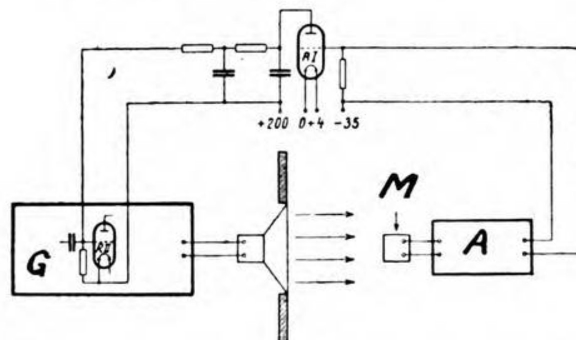


Fig. 2. — Dispositivo per la produzione di un campo sonoro di intensità costante, al variare della frequenza nei limiti delle frequenze acustiche. *G* generatore , *M* microfono regolatore , *A* amplificatore.

Alimentando un altoparlante con un generatore a frequenza variabile e inserendo di fronte all'altoparlante il microfono campione, ad ogni variazione di ampiezza del campo sonoro, si ha una variazione di tensione ai morsetti d'uscita dell'amplificatore del microfono; questa tensione viene applicata al circuito di griglia di un triodo, che agisce

sul generatore (fig. 2). Si possono così regolare le cose in modo, che il campo sonoro prodotto dall'altoparlante sia praticamente il medesimo per tutte le frequenze da 60 a 6000 hertz.

Per le ricerche su un dato microfono basta porre opportunamente nel campo sonoro dell'altoparlante non solo il microfono campione

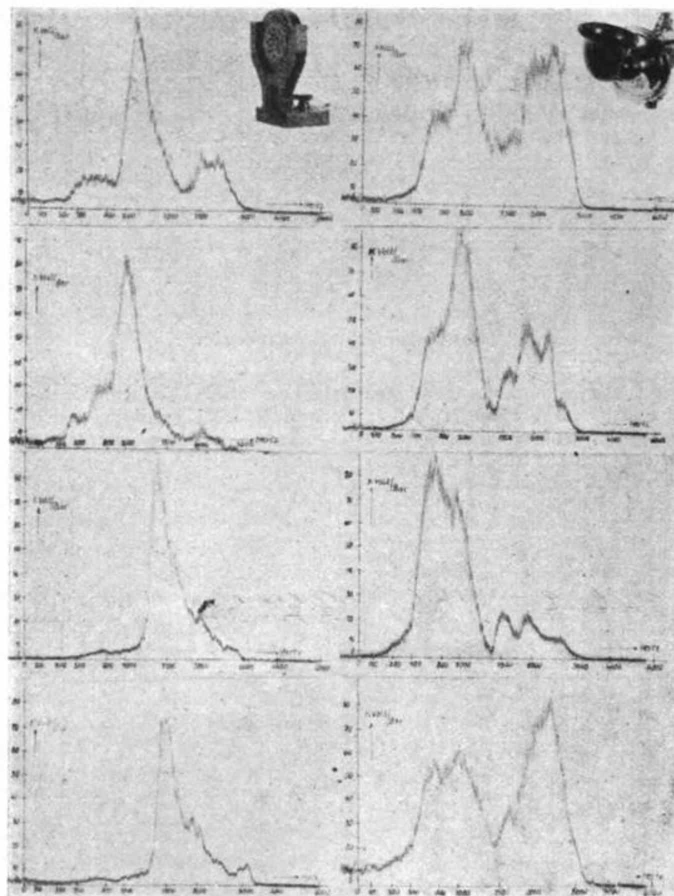


Fig. 3. — Curve sensibilità-frequenza per vari esemplari di microfoni tipo Z B 24.

che ne regola l'intensità, ma anche il microfono in esame. Questo si fa agire su un voltometro elettronico, da cui si può ricavare un'indicazione proporzionale alla sua sensibilità alle varie frequenze. Si può anche, con un dispositivo registratore ottico e fotografico, ottenere come risultato un diagramma della sensibilità in funzione della fre-

quenza. Non si usano suoni semplici per non avere onde stazionarie, ma si varia la nota ciclicamente di ± 50 hertz, dieci volte al secondo [1].

Con questo procedimento sono state eseguite varie misure su tre tipi di microfoni a carbone attualmente in uso in Germania. Per ogni tipo si sono fatte prove su quattro esemplari, per avere un'indicazione sulle proprietà medie; ogni tipo poi è stato provato sia da solo, portato da un semplice sostegno, sia invece montato col suo imbuto come durante il funzionamento normale.

Si osservano sensibili differenze di comportamento fra gli esemplari di uno stesso tipo ed una grande variabilità dell'effetto microfonico in funzione della frequenza, specialmente finchè il microfono non è fornito del suo imbuto. In fig. 3 sono riportati alcuni di questi diagrammi; i quattro, che si trovano nella stessa colonna, sono relativi a quattro esemplari di egual tipo, posti nelle medesime condizioni. Nella colonna di sinistra si distingue nettamente una frequenza privilegiata, verso i 1000 hertz, corrispondente alla frequenza propria della membrana; nella colonna di destra abbiamo esaltazione di due frequenze, di cui una è ancora la precedente, l'altra, verso i 2500 hertz, corrisponde alla risonanza dell'insieme formato dal microfono e dall'imbuto.

Altre osservazioni sperimentali su questi microfoni hanno avuto di mira lo studio delle distorsioni non lineari, cioè delle alterazioni che intervengono nella corrente microfonica per il fatto che la relazione fra pressione agente sul microfono e variazione di resistenza da essa provocata non è lineare, ma si avvicina piuttosto, entro certi limiti, ad una relazione quadratica. Tale distorsione è tanto maggiore quanto più è grande la variazione di resistenza rispetto alla resistenza totale. Nel caso speciale del microfono a carbone interviene altresì un effetto, per cui ad una pressione alternata corrisponde di regola un notevole aumento di resistenza media. Sono state eseguite varie prove alimentando il microfono contemporaneamente con due sorgenti sonore di frequenza 700 e 1000 hertz ed osservando il comparire di note di frequenza eguale alla somma e, specialmente, alla differenza delle frequenze delle due sorgenti. Praticamente si osserva che, per quanto queste note di frequenza diversa alterino completamente il timbro del suono, tale difetto non è grave nel caso della telefonia ordinaria, perchè la voce risulta egualmente comprensibile. Attenuare questi fenomeni sarebbe possibile rinunciando alla grande sensibilità del microfono, ma ciò porterebbe ad inconvenienti pratici maggiori. *P. G.*

ELETTROFISICA E MAGNETOFISICA.

L. Leprince-Ringuet — **L'amplificatore a tubi elettronici di grande sensibilità permette di affrontare i problemi di fisica nucleare: trasmutazione, radiazione ultrapenetrante e cosmica.** (Onde Élec., aprile 1932, XI, 124, pag. 157-181, con 7 fig. e 1 tav.).

Con l'aiuto dei raggi X, con lo studio dei fenomeni fotoelettrici e dei problemi riguardanti l'emissione e l'assorbimento della luce, i fisici hanno potuto conoscere, in un modo veramente meraviglioso, la costituzione degli atomi, limitatamente però alle loro parti esterne, agli strati cioè di elettroni che si muovono intorno al nucleo centrale.

---

(1) A. F., 1932, I, p. 98.

Ora viene affrontato il problema della costituzione del nucleo. Questo problema è del più grande interesse: tutta la materia è concentrata nel nucleo, e se si ammette con Einstein la possibilità di trasformare la materia in energia, vediamo che nei nuclei atomici risiede la più gran parte dell'energia del mondo. Nel momento attuale ben poche cose sappiamo del nucleo atomico; abbiamo appena qualche grossolana cognizione delle sue dimensioni, del campo di forze che lo circonda, e dell'energia delle particelle che di tanto in tanto, e in condizioni speciali, vengono da esso espulse.

I fenomeni che hanno concesso di acquistare queste conoscenze sono la dispersione delle particelle α che attraversano la materia, la disintegrazione naturale di certi atomi, in generale molto pesanti, la isotopia, e finalmente la trasmutazione artificiale degli elementi, sco-

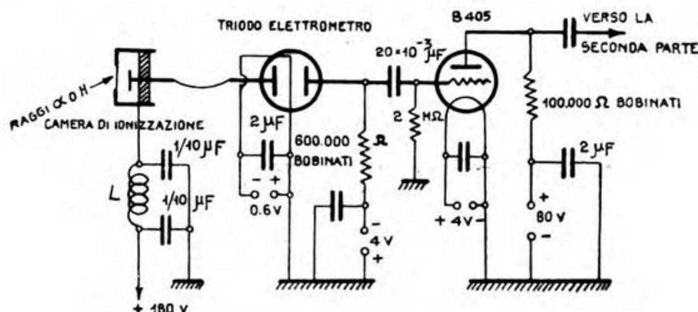


Fig. 1. — Schema della prima parte dell'amplificatore.

perta dal Rutherford. Quest'ultimo fenomeno consiste in ciò, che i nuclei di atomi leggeri (per es. di alluminio), sotto l'azione di urti sufficientemente violenti, esplodono, liberando le particelle contenute nel loro interno.

Per ottenere questi urti la materia viene bombardata con i corpuscoli della maggior forza viva che sia possibile avere. Così si utilizzano elettroni fortemente accelerati in campi elettrici intensissimi, i raggi α emessi spontaneamente dai corpi radioattivi, ed anche le radiazioni ultrapenetranti scoperte in questi ultimi tempi.

Queste radiazioni, cui compete un « quanto » molto più grande di quello dei raggi γ dei corpi radioattivi, e che sembrano essere in relazione con i raggi cosmici, si ottengono artificialmente bombardando, con le particelle α, il glucinio. Esse sono atte a liberare, dopo avere attraversato spessori elevati di piombo, protoni di sostanze idrogenate e anche nuclei atomici di elio, di argon e di altre sostanze.

Le prime esperienze in proposito sono state fatte in Germania da Bothe e Becker e continuate in Francia dai coniugi Juliot-Curie. Lo studio di queste nuove radiazioni viene proseguito febbrilmente. La scuola di Cambridge suppone che si tratti di radiazione corpuscolare, costituita da corpuscoli (*neutroni*) sprovvisti di carica elettrica, di massa pressochè eguale a quella dei protoni, e formati da un accoppiamento strettissimo di un protone e di un elettrone.

Le ricerche sperimentali sulla trasmutazione artificiale degli elementi sono delicatissime per varie ragioni. Prima di tutto si pensi che occorrono molti milioni di proiettili sopra un metallo disintegrabile

per fare esplodere uno solo dei suoi atomi; in secondo luogo le cause di errore sono molte e importanti; e infine i fenomeni stessi, che si tratta di studiare, sono difficili a rilevare: sia i protoni di trasmutazione, sia le radiazioni ultrapenetranti, si manifestano in generale con l'apparizione, di tanto in tanto, di un corpuscolo rapido che ionizza, lungo il suo percorso, il gas attraversato, e questa ionizzazione è debole. Tuttavia questa ionizzazione permette, in pratica, molto spesso, di conoscere la natura e l'energia del corpo ionizzante.

Le considerazioni precedenti sono sufficienti per mostrare tutta l'importanza della realizzazione di un amplificatore che fornisca, alla uscita, un impulso di corrente proporzionale alla piccola carica proveniente dagli ioni, formati dal passaggio di un corpuscolo in qualche centimetro o qualche millimetro di gas.

Un tale amplificatore è stato realizzato nei laboratori del Rutherford a Cambridge e in quelli del de Broglie a Parigi, e presenta reali vantaggi in confronto con i vecchi metodi di indagine: le scintillazioni, la camera di Wilson, il contatore a punte.

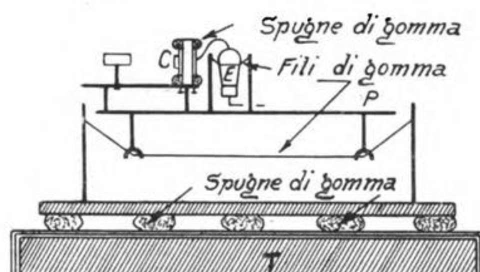


Fig. 2. — Schema di principio indicante il modo di sospensione della prima parte dell'amplificatore.

C, camera di ionizzazione; *E*, triodo elettrometro; *P*, supporto metallico; *T*, tavola ricoperta da un foglio di rame e da un rivestimento di gomma.

L'amplificatore, realizzato in Francia, nei laboratori del de Broglie e sotto la sua direzione, da L. Leprince-Ringuet, permette di scoprire il passaggio di un raggio di idrogeno attraverso qualche millimetro di aria; permette cioè di rivelare ogni fenomeno che corrisponde all'arrivo, sulla griglia di entrata dell'amplificatore, in un tempo dell'ordine del centesimo di secondo, di una carica elettrica non superiore a 10^{-16} coulomb.

Le difficoltà di ordine sperimentale erano quelle di ridurre il soffio totale dell'amplificatore e di non perdere, fra il collettore di ioni e il primo tubo elettronico, la piccolissima carica da rivelare.

La prima parte dell'apparecchio è rappresentata nello schema di fig. 1 e non richiede schiarimenti. Come primo tubo viene adoperato un triodo elettrometro Philips, le cui caratteristiche sono le seguenti: tensione di accensione 0,5 volt, corrente del filamento 0,9 ampere, tensione di placca 4 volt, corrente di griglia massima 9×10^{-15} ampere, pendenza 0,03 mA/V. Questo tubo contiene due placche di me-

tallo (griglia e placca), parallele e disposte simmetricamente da una parte e dall'altra del filamento; esso non dà una amplificazione di tensione, ma trasforma un piccolo impulso, che raggiunge la griglia, in una piccola variazione di corrente nel circuito filamento-placca.

La seconda parte dell'apparecchio è un amplificatore a cinque tubi con accoppiamenti a resistenze capacità, eseguito col concorso del Toulon. Particolari cure sono state prese per evitare che le vibrazioni meccaniche di qualunque specie raggiungano l'apparecchio, che è estremamente microfonico. La fig. 2 mostra la sospensione elastica della prima parte.

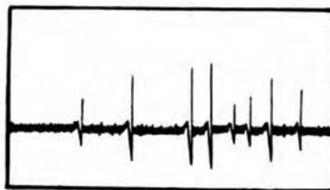


Fig. 3. — Porzione di oscillogramma preso dopo 11 cm di percorso dei raggi H provenienti dalla trasmutazione dell'alluminio.

Con l'impiego di questo apparecchio è stato possibile provare che tutti gli elementi, dal boro al potassio, ed anche alcuni più pesanti del potassio, sono disintegrabili, sotto il bombardamento dei raggi α, con espulsione di protoni rapidi; vi è qualche dubbio solamente per l'ossigeno e per il carbonio. Sono state trovate inoltre alcune particolarità nel fenomeno dell'espulsione, e ottenute informazioni sulle energie e sulle velocità delle particelle espulse.

La fig. 3 mostra l'andamento nel tempo della corrente di uscita dell'amplificatore, quando raggi H (protoni) provenienti dalla trasmutazione dell'alluminio penetrano nella camera di ionizzazione. Si osserva che vi sono numerosi raggi; quelli cui corrispondono le massime elongazioni sono senza dubbio raggi H naturali, di 15 cm di percorso massimo, gli altri più rapidi sono dovuti alla trasmutazione.

N. C.

ELETTROTECNICA GENERALE.

M. J. O. Strutt — **Effetto di pelle.** (Ann. d. Phys., 1 aprile 1931, VIII, 7, pag. 777-793, con 3 fig.).

M. J. O. Strutt — **Calcolo dell'impedenza di conduttori cilindrici di sezione qualsiasi.** (E. N. T., giugno 1931, VIII, 6, pag. 269-276, con 7 fig.).

Dato un campo elettromagnetico, che sia funzione del tempo secondo la legge armonica semplice (sinoidale), immaginiamo di introdurvi un conduttore di forma qualunque e ci proponiamo di determinare sia il campo, sia la potenza dissipata nell'interno del conduttore medesimo. Limitiamo la considerazione ai campi *quasi stazionari*, cioè tali che la loro lunghezza d'onda sia grande in confronto con tutte le dimensioni, che interessa considerare. La trattazione generale porta a

dover risolvere un'equazione integrale di Fredholm; si presentano poi come particolarmente interessanti due casi speciali, che si hanno quando, fra due punti dati, prima e dopo di aver introdotto il con-

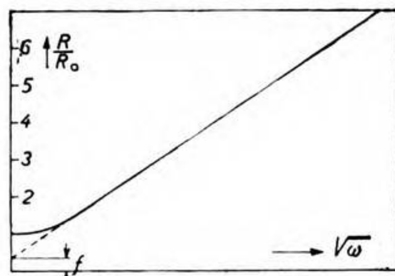


Fig. 1. — Andamento generale del rapporto R/R_0 in funzione di $\sqrt{\omega}$.

duttore nel campo, si mantenga costante la tensione elettrica E, oppure si mantenga costante la tensione magnetica M (integrali lineari rispettivamente del campo elettrico e del campo magnetico).

Il primo caso ha la sua pratica applicazione quando un conduttore, comunque disposto, viene alimentato a tensione costante; si trova, che la sua resistenza dipende dalla frequenza secondo la legge:

$$R = R_0 + R_1 \omega^2 + \ldots.$$

per le basse frequenze, e secondo l'altra legge:

$$R = a\sqrt{\omega} + b + c/\sqrt{\omega} + \ldots.$$

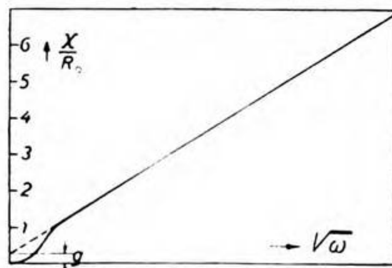


Fig. 2. — Andamento generale del rapporto X/R_0 in funzione di $\sqrt{\omega}$.

per le frequenze alte. Il vantaggio di questi risultati è di essere generali ed applicabili tanto al caso di un filo disteso, quanto a quello di una bobina o di un'altra disposizione qualsivoglia. L'eventuale deviazione di risultati sperimentali da queste leggi (quando sia soddi-

sfatta la condizione che la lunghezza totale di conduttore sia piccola in confronto colla lunghezza d'onda del campo) si deve attribuire a

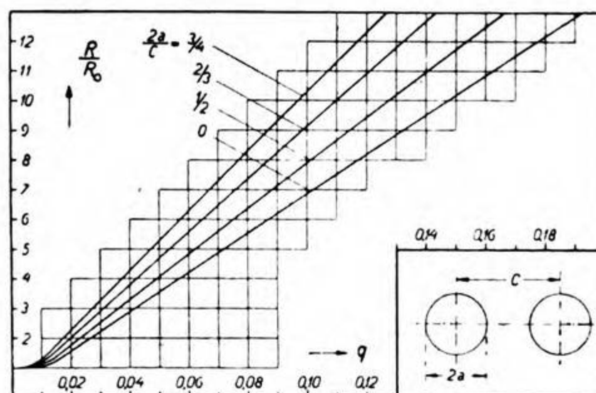


Fig. 3. — Rapporto R/R_0 per due conduttori paralleli a sezione circolare.

perdite nel dielettrico e non ad uno speciale effetto di pelle (*skin effect*) delle bobine, come alcuni vollero supporre. La distinzione fra alta frequenza e bassa frequenza è assunta secondo le seguenti definizioni,

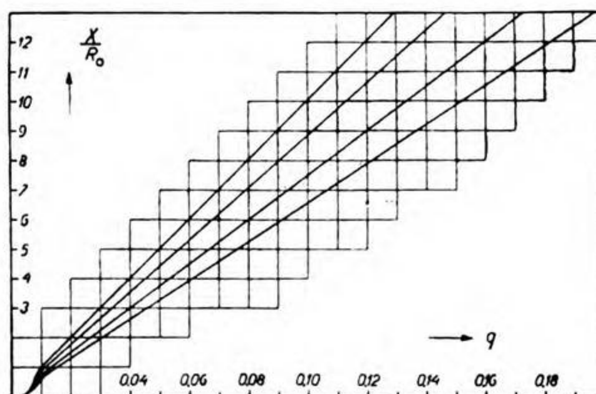


Fig. 4. — Rapporto X/R_0 per due conduttori paralleli a sezione circolare.

diseguaglianze di valore soltanto approssimato. Indicando con ρ il raggio di curvatura in cm della superficie del conduttore e con g la conducibilità (in unità elettrostatiche assolute) nello stesso punto, diremo che si tratta di bassa frequenza se, nel punto ove il prodotto

ρg è massimo, è verificata la condizione:

$$\rho \sqrt{4 \pi \omega g \mu / c^2} \leqq 0,1 ;$$

si tratta invece di alta frequenza se, nel punto ove ρg è minimo, si ha:

$$\rho \sqrt{4 \pi \omega g \mu / c^2} \geqq 2.$$

In queste formule si sono indicati con μ la permeabilità del conduttore in unità elettromagnetiche (cioè avendo assunto come unitaria la permeabilità dell'aria), con ω la pulsazione del campo, e con c il numero $3 \cdot 10^{10}$. La distinzione è approssimata e convenzionale.

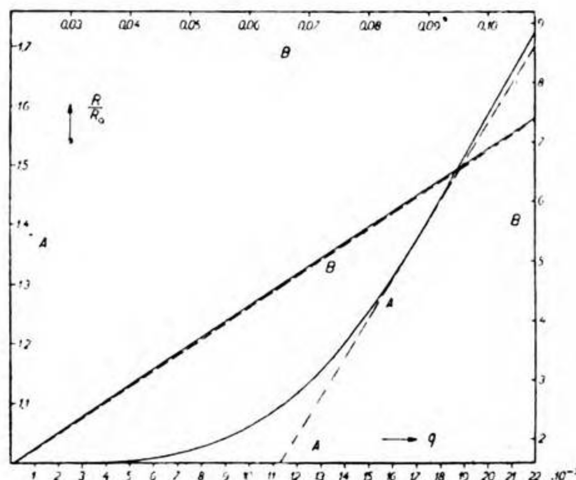


Fig. 5. — Rapporto R/R_0 per un conduttore cilindrico a sezione circolare posto a grande distanza dal conduttore di ritorno.

Il caso, che si voglia mantenere costante la tensione magnetica fra due punti, trova applicazione nelle disposizioni di riscaldamento induttivo, per esempio nei forni ad induzione. Supponiamo di voler scaldare un certo nucleo avvolgendogli intorno una bobina percorsa da corrente. In questo caso per qualunque forma di nucleo la potenza dissipata nel conduttore è:

$$P = M^2 \left(W_0 \omega^2 + W_1 \omega^4 + \ldots . \right)$$

nell'ipotesi di bassa frequenza, oppure:

$$P = M^2 \left(A \sqrt{\omega} + B + C / \sqrt{\omega} + \ldots . \right)$$

nell'ipotesi di alta frequenza. Si noti che M è anche proporzionale all'intensità di corrente che percorre la bobina. Per questi dispositivi si definisce come rendimento il rapporto fra l'energia utilizzata nel

nucleo e la totale energia consumata. Indicandolo con η abbiamo nei due casi rispettivamente:

$$\eta = G_1 \omega^2 + G_2 \omega^4 + \dots, \quad \text{oppure:} \quad \eta = g_1 + g_2/\sqrt{\omega} + \dots$$

E' appena necessario notare, che in tutte le relazioni precedenti i coefficienti dipendono dalla configurazione del sistema ma non dalla frequenza; determinati questi coefficienti con un certo numero di misure è quindi possibile prevedere il comportamento del sistema considerato al variare della frequenza.

Nel secondo articolo la teoria generale dell'effetto di pelle è applicata al caso particolare, specialmente interessante, dei conduttori cilindrici (di sezione qualunque e di lunghezza abbastanza grande da poter ritenere, che la distribuzione della corrente sia la medesima in tutte le sezioni). L'andamento non solo del diagramma della resistenza R, ma anche di quello della reattanza X in funzione di $\sqrt{\omega}$ presenta un primo tratto (bassa frequenza) curvilineo, che si raccorda poi con una retta. L'andamento generale dei due diagrammi e la grandezza relativa delle ordinate all'origine delle due rette risultano dalle fig. 1 e 2.

Al caso particolare di conduttori cilindrici di sezione circolare si riferiscono i diagrammi di fig. 3, 4 e 5. In essi l'ascissa è data da:

$$q = \frac{2a}{\sqrt{\lambda}} \sqrt{\mu \frac{\rho_{Cu}}{\rho}},$$

ove $2a$ = diametro del conduttore in mm,
λ = lunghezza d'onda in m, corrispondente alla propagazione nell'aria,
ρ_{Cu}/ρ = rapporto tra la resistività del rame e quella del materiale costituente il conduttore,
μ = permeabilità del materiale costituente il conduttore.

In particolare la fig. 5 riporta in scale convenienti l'andamento del primo tratto (A) e del tratto immediatamente successivo (B) della più bassa fra le quattro curve di fig. 3, e permette di ben osservare il raccordo fra il tratto parabolico (parabola di ordine 4 rispetto a $\sqrt{\omega}$) ed il tratto rettilineo. Il diagramma a tratto pieno corrisponde ai valori esatti, la retta tratteggiata rappresenta l'equazione lineare, dedotta dall'A per le alte frequenze. *P. G.*

FISICA GENERALE.

K. W. Wagner — **Rumore e frastuono.** (Sitzungsber. Ak. d. Wiss. Berlin, 1931, IX, pag. 154-165, con 3 fig.).

Risulta da recenti esperienze che i rumori, oltre ad essere noiosi e sgradevoli, sono anche gravemente nocivi alla salute e menomano la capacità di fare certi lavori. Il rumore intenso e continuo riduce la sensibilità dell'udito, come si verifica fra i calderai ed altri artieri, fra cui talvolta la percentuale dei colpiti sale dal 20 % anche al 60 %. Esperimenti compiuti su animali provano che onde sonore intense possono in breve distruggere meccanicamente la membrana ove termina il nervo acustico.

E' noto che l'orecchio sano riesce a percepire suoni debolissimi e resiste ad altri fortissimi con un rapporto fra le potenze estreme, che

arriva a 10^{12}; ma questo si ottiene con uno sforzo di adattamento analogo a quello dell'occhio; e l'orecchio, adattandosi, si stanca e può perdere questa sua facoltà specie se i suoni che percepisce subiscono frequenti variazioni di intensità così da obbligarlo a continue variazioni di adattamento. Un rumore esagerato, che duri per un certo tempo, oltre a stancare l'orecchio produce poi danni sul sistema nervoso. Si riscontra inoltre un aumento di pressione sanguigna e per di più, essendo possibile rilevare l'entità delle contrazioni dello stomaco durante la digestione, si è verificato che un rumore di una certa intensità rende tali contrazioni molto più irregolari e meno intense. Varie caratteristiche fanno avvicinare l'impressione prodotta da un rumore sgradevole a quella provocata dalla paura.

Le persone obbligate a vivere in mezzo ai rumori diventano meno attente, il che porta ad un aumento nel numero degli infortuni, sia nel traffico stradale, sia nell'esercizio delle professioni. Per il lavoro mentale si nota una diminuzione nella facoltà di concentrarsi; in tutti è sempre una diminuzione della capacità lavorativa. Durante il lavoro poi lo sforzo per vincere il rumore porta ad un'eccitazione nervosa, che è l'inizio di uno stato di quasi esasperazione ed ha come conseguenza immediata un'intensificazione dello sforzo in tutti i movimenti; ciò può condurre a gravi stati di nevrastenia.

E' noto, che sono sorte associazioni con lo scopo di diminuire i rumori, specialmente nelle strade delle grandi città; si sono banditi concorsi per la miglior soluzione del problema; a New York ed anche in alcuni Stati europei si sono costituite commissioni di tecnici, medici e giuristi per studiare l'argomento. Si chiamano anche a referendum intere classi della popolazione per stabilire l'importanza relativa da ciascuno attribuita alle varie cause di rumori; la media ricavata da moltissime risposte potrà dare indicazioni utili.

Occorre anzi tutto misurare l'intensità sonora di un rumore, il quale è in genere costituito da un miscuglio di molti suoni. Si sceglie come normale una nota pura di frequenza 1000 hertz e se ne caratterizza l'intensità per mezzo della corrispondente energia per unità di volume W_1. Al rumore che vogliamo misurare corrisponda un'altra quantità d'energia per unità di volume W_2; si chiama allora intensità (relativa) del secondo suono il valore $10 \log (W_2/W_1)$ e si misura in *phon* o in *decibel*. Come energia unitaria, corrispondente a 0 phon, si assume quella del valore di soglia corrispondente a $0{,}8 \times 10^{-13}$ erg/cm³.

Per la determinazione sperimentale di queste intensità si sono proposti metodi analoghi a quelli usati in fotometria, consistenti nel fare agire contemporaneamente su un orecchio il suono da misurare e sull'altro un suono la cui intensità è variabile in modo noto; si regola quest'ultimo in maniera che i due appariscano egualmente intensi. Altri metodi meno soggettivi sono basati sull'uso di un microfono, che è egualmente sensibile a tutti i suoni, ma è collegato ad un apparecchio indicatore coll'interposizione di un quadripolo, che trasmette le varie frequenze con efficienza corrispondente alle varie sensibilità dell'orecchio. Osservazioni fatte a New York danno per l'intensità media misurata in case private da 20 a 45 phon, negli uffici da 30 a 70, per le strade da 45 a 80 e via dicendo. Altre osservazioni sono intese a determinare la variazione dei rumori stradali durante le 24 ore ed è notevole che durante la notte si ha in molti casi solo una lieve diminuzione di intensità.

Per diminuire i rumori si suggeriscono diversi mezzi, come uno studio conveniente dello scappamento delle motociclette e delle trombe d'automobile, le quali non dovrebbero dare un suono troppo intenso nè troppo alto e sarebbe desiderabile dessero una nota con poche armo-

niche; per le macchine soggette a vibrazioni si ritiene conveniente l'adozione di un doppio sistema di molleggiamento costituito da molle metalliche che smorzano le oscillazioni abbastanza lente e da un sottostante basamento elastico contro le vibrazioni molto rapide. Ad impedire che le vibrazioni prodotte in un locale si trasmettano ai locali attigui è anche opportuno rivestire le pareti con sostanze assorbenti. Nella trasmissione solita attraverso muri il fenomeno principale consiste in una vibrazione del muro analoga a quella di una membrana telefonica; a questo riguardo è da notare che l'isolamento acustico è migliore per i suoni più alti e cresce col crescere della massa del muro. *P. G.*

FONOGRAFIA E CINEMATOGRAFIA SONORA.

P. TOULON — **La riproduzione delle registrazioni sonore su pellicole cinematografiche.** (Onde Élec., marzo 1932, XI, 123, pag. 129-138, con 6 fig.).

Esaminate le modalità e discusse le difficoltà inerenti alla riproduzione sonora delle pellicole cinematografiche, vengono particolarmente descritti i varii componenti d'amplificazione e riproduzione costruiti dagli stabilimenti Charlin, dei quali sono posti in rilievo: il « lettore » (dispositivo che traduce in variazioni di corrente elettrica le variazioni di trasparenza della pellicola) costruito in modo da permettere la fedele riproduzione di frequenze fino a 10 000 Hz, una grande precisione nello scorrimento della pellicola e l'immediata sostituzione della lampada d'illuminazione; l'amplificatore primario i cui tubi sono sostenuti da una doppia sospensione elastica e contenuti in un involucro di feltro; l'amplificatore di potenza ad accoppiamento fra gli stadii esclusivamente a resistenza-capacità, atto a riprodurre uniformemente frequenze da 20 a 25 000 Hz; infine gli altoparlanti elettrodinamici di varii tipi, dei quali ognuno è destinato a una determinata e limitata gamma di frequenze. *M. I.*

P. TOULON — **Estensione del campo di frequenze riprodotte con fedeltà da un altoparlante.** (Onde Élec., marzo 1932, XI, 123, pag. 139-156, con 10 fig.).

Nello stato attuale della cinematografia sonora, la soluzione forse più immediata del problema della fedeltà di riproduzione consiste nella disposizione di più altoparlanti elettrodinamici, ad ognuno dei quali è affidato il compito di riprodurre una determinata e ristretta gamma di frequenze. Perciò alcuni altoparlanti con membrana di grandissime dimensioni saranno destinati alla riproduzione delle note più basse, altri di diametro medio alle note di frequenza media, mentre altri ancora con membrana di diametro piccolissimo saranno utilizzati per le note di frequenza superiore ai 2000 Hz. Ogni gruppo di altoparlanti sarà separatamente alimentato da apposito amplificatore, costruito in maniera da amplificare esclusivamente la gamma di frequenze cui il gruppo è destinato.

Nelle installazioni eseguite dagli stabilimenti Charlin, la selezione delle frequenze avviene immediatamente dopo l'amplificatore primario, mentre opportuni filtri sono posti all'uscita degli amplificatori di potenza per la completa eliminazione delle frequenze che esorbitano dalla gamma assegnata al relativo gruppo di altoparlanti. *M. I.*

FOTOELETTRICITA'.

P. HEMARDINQUER — **I nuovi modelli di cellule fotoelettriche.** (La Television, marzo 1932, II, 23, pag. 149-156, con 16 fig.).

Definite le varie categorie di cellule fotoelettriche (fotoresistenti, fotoemittenti, fotovoltaiche ed a contatto rettificante), diffusamente menzionati i lavori del Becquerel e successori sui fenomeni fotovoltaici, sono descritte: la cella fotovoltaica « Arcturus », derivata dalle ricerche del fisico tedesco Schmidt, e i relativi modi d'impiego; la cella a contatto rettificante del Lange, di cui sono posti in evidenza la influenza del trattamento termico sulle caratteristiche e sulla durata di servizio, i vantaggi e gli inconvenienti: vantaggi notevoli, infatti, la spiccata sensibilità, la sensibilità cromatica prossima a quella dell'occhio umano, la soppressione di batteria ausiliaria, la robustezza, il piccolo costo; inconvenienti, invece, la delicatezza di fabbricazione e la capacità rilevante (0,1 ÷ 0,2 mμF) seriamente dannosa ai fini della televisione. E' infine accennato alla cella Gruma con contatto metallo-galena, particolarmente adatta a scopi televisivi, consentendo trasmissioni di frequenze dell'ordine ultraacustico, 30 ÷ 100 kHz. *D. R.*

GENERATORI - OSCILLATORI.

A. A. SLUTZKIN e P. P. LELJAKOW — **Oscillazioni di un particolare tipo ottenute mediante i magnetron.** (Phys. Z. S. Sow., giugno 1932, I, 6, pag. 768-780, con 10 fig.).

Un diodo ad elettrodi cilindrici immerso in un campo magnetico uniforme (*magnetron*) può, in determinate condizioni, esser sede di oscillazioni elettroniche di altissima frequenza ($200 \geq \lambda \geq 5{,}8$ cm).

Le onde emesse da codesti oscillatori sono di due tipi, e vengono distinte in *lunghe* e *corte*. Queste ultime sono quelle osservate dalla maggior parte dei ricercatori.

Per mettere in evidenza le onde lunghe, gli AA si valgono di una disposizione sperimentale, la quale differisce dalle usuali per il fatto che il sistema di Lecher, usato per le misure di lunghezza d'onda, è connesso ai capi del filamento.

L'emissione di queste onde lunghe avviene colle modalità seguenti:

a) il diodo permane in oscillazione anche quando si varia entro ampi limiti il valore H del campo magnetico;

b) per valori crescenti di H, la lunghezza delle onde emesse aumenta;

c) le lunghezze d'onda non dipendono dal diametro dell'anodo, mentre crescono al crescere della lunghezza di questo;

d) come per le onde corte, si trova che è soddisfatta, con buona approssimazione, la legge $\lambda^2 V_a =$ costante ($V_a =$ tensione anodica) e che le oscillazioni hanno luogo soltanto allorchè il filamento del diodo non è parallelo alla direzione del campo H, ma è inclinato rispetto ad essa di qualche grado.

Sembra che l'emissione delle onde lunghe possa venire attribuita alle oscillazioni compiute dai soli elettroni che sono emessi dalle porzioni di filamento situate al di fuori della placca. *A. G.*

IMPIANTI E ACCESSORI RADIOTECNICI.

C. M. Jansky jr. e S. L. Bailey — **Le misure di intensità di campo come mezzo per la determinazione dell'area di servizio delle stazioni di radiodiffusione.** (Proc. I. R. E., gennaio 1932, XX, 1, pag. 62-76, con 5 fig.).

Viene esaminata l'opportunità di stabilire adatti termini di riferimento, per esprimere l'area di servizio delle stazioni di radiodiffusione in funzione delle intensità di campo prodotte alle varie distanze.

Sono poi illustrati e discussi i metodi seguiti per la determinazione di queste aree e degli effetti provocati dalle interferenze di altre stazioni e dalle variazioni delle caratteristiche delle trasmissioni.

Infine viene posto in rilievo come l'esatta definizione di area di servizio sia in realtà dipendente dalle interferenze prodotte da altre stazioni, e quindi come sia molto importante studiare e definire le condizioni che consentono una ricezione libera da interferenze.

C. Mt.

IMPIANTI E ACCESSORI TELEFONICI.

N. A. Hawkins — **Problemi sulla ripartizione del traffico delle centrali automatiche e loro soluzione analitica.** (P. O. E. E. J., gennaio 1932, XXIV, 4, pag. 289-294).

Nei progetti del « Post Office » si usa calcolare il grado di servizio B per un dato valore costante A del traffico e un numero qualunque x di selettori mediante la seguente espressione di Erlang [1]:

$$B = \frac{A^x}{x!}\left(1 + A + \frac{A^2}{2!} + \dots + \frac{A^x}{x!}\right)^{-1} \tag{1}$$

la quale per un numero abbastanza elevato di selettori può essere sostituita con l'espressione approssimata di Grinsted:

$$B = \frac{A^x}{x!} e^{-A}.$$

Non è comodo con queste formule calcolare (com'è necessario per il progetto delle centrali automatiche) la capacità di traffico A corrispondente a un dato grado di servizio e ad un dato numero di selettori. Questo problema si può allora risolvere con l'aiuto del teorema di Taylor, che è applicabile a qualsiasi caso in cui, essendo dato il valore di una funzione — per esempio $B = f(A)$ — per un particolare valore della variabile, si cerca il valore della stessa funzione per un valore della variabile leggermente diverso. Si ha (com'è noto):

$$B + \delta B = f(A) + \delta A f'(A) + \frac{(\delta A)^2}{2!} f''(A) + \dots \tag{2}$$

---

[1] A. K. Erlang (n. 1878, m. 1929), ingegnere danese noto per le sue pubblicazioni sul calcolo delle probabilità applicato ai problemi del traffico telefonico.

dove, se si prende per $f(A)$ l'espressione completa (1), si ha:

$$f'(A) = B\left[\frac{x}{A} - 1 + B\right]$$

ed

$$f''(A) = B\left[2B^2 + \frac{x}{A}(3B - 2) - 3B\frac{x}{A^2} + \frac{x^2}{A^2} + 1\right],$$

mentre, se si prende l'espressione semplificata di Grinsted, si ha:

$$f'(A) = B\left[\frac{x}{A} - 1\right] \quad \text{ed} \quad f''(A) = B\left[\left(\frac{x}{A} - 1\right)^2 - \frac{x}{A^2}\right].$$

Se δA è piccolo, ci si può limitare ai due soli primi termini della (2). Le formule permettono allora di risolvere facilmente problemi come il seguente (o il suo inverso): sapendo che, quando $A = 30$ unità di traffico ed $x = 45$ selettori, $B = 0{,}00232$, trovare il traffico A quando il grado di servizio sarà $B = 0{,}0020$. (Poichè $\delta B = -0{,}00032$, si trova $\delta A = -0{,}297$ e quindi $A = 29{,}703$ unità di traffico).

In base poi all'espressione seguente, che dà il traffico dell'ultimo contatto:

$$C = B\left[\frac{x}{1 - B} - A\right],$$

si ha:

$$\delta C = \delta B\left[\frac{x}{(1 - B)^2} - A\right] - B\,\delta A,$$

od anche approssimativamente (essendo il secondo addendo molto piccolo rispetto al primo):

$$\delta C = \delta B\left[\frac{x}{(1 - B)^2} - A\right].$$

Queste formule possono servire alla risoluzione di problemi come il seguente (o il suo inverso): nel caso di $A = 8$ unità di traffico offerte a un gruppo di $x = 17$ circuiti, che danno un grado di servizio $B = 0{,}002127$; sapendo che il traffico dell'ultimo contatto è $C = 0{,}019232$ unità di traffico, trovare il traffico dell'ultimo contatto, quando il traffico totale è variato in modo che il grado di servizio sia $B = 0{,}0020$. (Avendosi $\delta B = -0{,}000127$, si trova $\delta C = -0{,}001152$ e quindi $C = 0{,}01808$, o più precisamente, tenendo conto anche del termine $B\,\delta A$, si trova $C = 0{,}01792$). *F. Ma.*

W. A. Phillips e R. Taylor — **Sviluppo dei cercatori di linea nel sistema telefonico britannico, con l'uso di selettori a due movimenti.** (P.O. E.E.J., gennaio 1932, XXIV, 4, pag. 276-289, con 9 fig.).

Questo nuovo sistema a cercatori di linea differisce dai sistemi già noti in ciò, che sono necessari meno selettori che cercatori. Ciascun gruppo di 200 linee d'abbonato è servito da un comune gruppo di cercatori di linea del normale tipo a due movimenti. Ogni gruppo com-

prende da 12 a 30 cercatori secondo l'intensità del traffico, e di essi due, tre o più possono muoversi contemporaneamente, come può esser richiesto per collegare le linee chiamanti ai primi selettori con un minimo di attesa.

Il principio del sistema è il seguente. Alcuni contatti dei relais di linea di ciascun gruppo di 200 linee sono messi in comune e controllano i dispositivi d'inizio divisi. Quando una chiamata avviene in un gruppo, il relais di linea fa funzionare uno dei relais d'inizio, « notando » nello stesso tempo i particolari contatti della linea chiamante sul multiplo cercatori. Per opera del relais d'inizio immediatamente un cercatore (prescelto da un distributore) si muove verticalmente e poi orizzontalmente, finchè la linea chiamante è trovata, quindi il cercatore estende la linea chiamante al primo selettore e manda un segnale all'abbonato chiamante. Simultaneamente al collegamento col primo selettore, il relais di disgiunzione dell'abbonato stesso funziona, separando la linea dal circuito d'inizio comune. Per conseguenza il distributore presceglie un altro cercatore, che sarà pronto a funzionare alla successiva chiamata.

Una caratteristica importante del sistema è quella della connessione secondaria parziale, che assicura un aumento dell'efficienza dei primi selettori con un minimo di apparecchi secondari. E' noto, che in un gruppo di selettori, quelli di prima scelta lavorano molto di più che quelli scelti per ultimi; l'efficienza dei primi è soddisfacente, e non occorre renderli accessibili, con apparecchi secondari, da tutti i gruppi; ciò invece è molto vantaggioso per gli ultimi, che altrimenti rimarrebbero quasi sempre inattivi. Si è trovato, che i risultati più economici si ottengono, quando circa la metà dei cercatori primari sono connessi direttamente ai primi selettori, ed il traffico dei rimanenti è invece concentrato per mezzo di cercatori secondari.

Dopo una numerazione dei principali requisiti del sistema (fra i quali, oltre ai suddetti, l'eliminazione della batteria « booster » dai normali fili privati d'abbonato onde prevenire possibili false operazioni dei selettori finali, il conteggio a tassa singola o multipla, ed altri), viene descritto nei particolari il funzionamento dei vari circuiti e vengono illustrati i vantaggi economici, che si ottengono col nuovo sistema.

F. Ma.

L. F. SALTER — **Economia negli impianti di linee telefoniche di giunzione fra centri.** (P. O. E. E. J., aprile 1932, XXV, 1, pag. 35-40, con 6 fig.).

L'A studia se un dato traffico di giunzione fra due centri *X* e *Y* di un sistema a più centri può essere più economicamente avviato su linee di connessione dirette *X Y* oppure da *X* a un centro di smistamento (*tandem*) *T* e da questo a *Y* (e viceversa). Determinata quale proporzione del totale numero di circuiti di connessione fra ciascun centro e il tandem è assorbita dal traffico fra i due centri considerati, e quindi il costo annuale per unità di trasmissione nel collegamento diretto e nel collegamento indiretto, vengono considerati due casi: 1°) caso in cui il traffico debba essere inviato o tutto direttamente fra *X* e *Y* o tutto attraverso il tandem; 2°) caso in cui solo le chiamate, che non possono essere inviate subito direttamente lungo *X Y*, vengono inviate attraverso *T*. Si danno formule che permettono di tener conto, non solo del costo annuale dei cavi, ma anche degli apparecchi delle centrali.

Esiste un certo valore del traffico totale da smaltire, per il quale i costi del collegamento diretto e del collegamento indiretto sono eguali.

Per determinarlo, si fa uso di grafici, che esprimono le relazioni fra il traffico e il numero di circuiti disponibili, o « rimanenti », e si costruiscono in base alle note leggi di probabilità degli impianti telefonici.

F. Ma.

C. D. Crommelin — **Probabilità di indugio delle chiamate telefoniche.** **(P. O. E. E. J., aprile 1932, XXV, 1, pag. 41-50, con 2 fig.).**

Vi sono due metodi di trattare il soprappiù delle chiamate negli stadî di connessione delle centrali automatiche: col 1° metodo la chiamata è perduta e deve essere ripetuta in seguito; col 2° è differita finchè un sufficiente numero di chiamate già in azione (o in attesa) siano finite, per provvedervi poi con un contatto libero.

Il problema di probabilità relativo al 1° metodo è stato risolto soddisfacentemente; il 2° è più difficile perchè i risultati dipendono dalla legge di distribuzione dei tempi di occupazione delle chiamate. Il caso più semplice, anch'esso già risolto, è quello di legge esponenziale; il caso in cui si ammetta un tempo di occupazione costante è più difficile e viene qui trattato in modo generale. Stabilite le equazioni fondamentali di probabilità in condizioni di equilibrio statistico, esse vengono risolte col metodo delle funzioni generative, e se ne deducono le formule di probabilità per nessun indugio, per un indugio minore o maggiore di t e per l'indugio medio. Si ritrovano formule ottenute precedentemente in altro modo da Erlang per lo stesso caso e viene chiarito con un esempio numerico il modo di applicarle. *F. Ma.*

LINEE E CONDUTTURE.

A. Rosen — **Calcolo delle costanti di propagazione delle linee uniformi.** **(P. O. E. E. J., aprile 1932, XXV, 1, pag. 67-71, con 2 fig.).**

Sono ben note le formule che danno le costanti secondarie di una linea di trasmissione a costanti primarie uniformemente distribuite. L'uso di tali formule è assai laborioso nei frequenti casi, in cui, pur ammettendo che la conduttanza sia molto piccola, non si può assumere che l'induttanza sia trascurabile, ovvero che essa sia molto grande. Per questi casi vengono proposte le seguenti formule, più comode da adoperare e praticamente quasi esatte.

a) *Linee caricate*:

costante di attenuazione . . . . . $\beta = \frac{1}{2} K_1 (R + G\, L/C)\sqrt{C/L}$;
costante di lunghezza d'onda . . . $\alpha = \omega\sqrt{C\,L}/K_1$;
impedenza caratteristica . . . . . $Z_0 = (1/K_1)\sqrt{L/C}\,(1 - j\,K_3)$;
dove i coefficienti $K_1 = \sqrt{\cos\theta}/\cos(\theta/2)$, $K_3 = \text{tang}\,(\theta/2)$ sono dati da diagrammi in funzione di $\omega\, L/R$, essendo $\theta = \text{arctang}\,[R/(\omega\, L)]$.

b) *Linee non caricate*:

costante di attenuazione . . . . . $\beta = k_1\sqrt{\frac{1}{2}\,\omega\, R\, C}$;
costante di lunghezza d'onda . . . $\alpha = (1/k_1)\sqrt{\frac{1}{2}\,\omega\, R\, C}$;
impedenza caratteristica . . . . . $Z_0 = \sqrt{\frac{1}{2}\, R/(\omega\, C)}\,[(1/k_1) - j\, k_1]$;
dove il coefficiente $k_1 = \sqrt{\text{tang}\,(\theta/2)}$ è dato da un diagramma in funzione di $\omega\, L/R$, essendo anche qui $\theta = \text{arctang}\,[R/(\omega\, L)]$. *F. Ma.*

MATERIALI.

I. G. Maloff — **I condensatori a mica nei circuiti ad alta frequenza.** (Proc. I. R. E., aprile 1932, XX, 4, pag. 647-656).

Diffusissimo è l'uso dei condensatori a mica negli apparati ad alta frequenza, dovunque si richiedano grande capacità, piccolo ingombro, basso fattore di potenza, elevata tensione di esercizio. Diversi sono gli usi a cui un condensatore a mica può essere destinato e conseguentemente diversi devono essere i criteri che ne guidano il progetto o la scelta, a seconda che esso sia sottoposto a sole tensioni alternate a radiofrequenza, o a sole tensioni continue, o ad ambedue contemporaneamente.

Nel primo caso i limiti di sicuro funzionamento, per ogni valore di frequenza, possono essere determinati dalla massima consentita sopraelevazione di temperatura e quindi dalla corrente massima che può attraversare il condensatore, oppure dal valore massimo di tensione a radiofrequenza che ci garantisce dall'eventualità di scariche per effetto corona. La tensione per la quale si manifesta la scarica per effetto corona varia notevolmente con la frequenza: con 1000 kilohertz si ha una tensione di scarica che è circa 1/5 di quella che si ha con 50 hertz. Essa inoltre dipende molto dal tipo e dal processo di fabbricazione del condensatore: un'accurata impregnazione in paraffina, nel vuoto, è assai vantaggiosa, indispensabile per un buon condensatore. La scarica per effetto corona danneggia in modo permanente il condensatore, in quanto che successivamente esso resiste solo a tensioni notevolmente inferiori. Generalmente tuttavia un trattamento a caldo, nel vuoto, lo riporta nelle primitive condizioni.

Se al condensatore sono applicate contemporaneamente una tensione continua ed una tensione alternata, il massimo valore istantaneo della somma delle due non deve superare la tensione di sicurezza per la quale il condensatore è progettato.

Analoghi criteri di scelta si usano nel caso di onde modulate, riferendosi o al massimo valore istantaneo della tensione, oppure al valore efficace della corrente, a seconda che l'uno o l'altro intervengano a porre un limite alle sollecitazioni. *M. B.*

MISURE.

G. Bakos e S. Kagan — **Misure di rumori.** (Z. S. d. V. D. I., 13 febbraio 1932, LXXVI, 7, pag. 145-150, con 20 fig.).

Analogamente a quanto s'era fatto a New York, anche a Berlino si fecero misure sull'intensità dei rumori prodotti dal traffico stradale. E' noto che l'entità dell'impressione prodotta sul nostro orecchio da un dato suono cresce col logaritmo della corrispondente pressione sonora; si chiama perciò intensità del rumore, e si misura in *phon*, la espressione 20 log (P/P_0), ove P rappresenta la pressione dell'onda sonora da misurare e P_0 quella arbitraria di riferimento, in genere $3{,}3 \times 10^{-4}$ dine/cm^2 pari al valore di soglia per un suono di 1000 hertz.

Per eseguire queste misure si hanno diversi procedimenti. In uno per esempio le vibrazioni sonore vengono ricevute da un microfono e dopo l'amplificazione e il raddrizzamento producono una deviazione ad un apparecchio a corrente continua. Poichè l'orecchio ha una sensibilità che dipende molto dalla frequenza del suono, si munisce l'amplificatore di un circuito filtro la cui attitudine a trasmettere le varie fre-

quenze sia proporzionale alla sensibilità dell'orecchio normale. Un secondo metodo consiste nel far agire contemporaneamente su un orecchio dell'osservatore il suono da misurare e sull'altro un suono tipo, la cui intensità viene variata finchè sembri eguale a quella da misurare. Un terzo procedimento è suggerito dalla constatazione, che quando vogliamo farci intendere in un ambiente rumoroso forziamo la voce più o meno, fino a coprire il rumore disturbatore. Si fa quindi la misura producendo contemporaneamente al rumore un suono tipo che si attenua fino a non distinguerlo più nel rumore complesso; si ha in tal modo la misura del rumore dalla variazione del valore di soglia che esso produce per il suono tipo. Quest'ultimo è conveniente che sia di frequenza non fissa, ma leggermente variabile per evitare fenomeni di risonanza i quali altererebbero fortemente i risultati; il cambiarne la frequenza media può poi servire per ricavare dati sulla composizione del rumore, quindi spesso sulle sue cause.

Da serie di misure eseguite per interi cicli di 24 ore in una piazza di Berlino col primo e col terzo metodo si sono ottenuti diagrammi di analogo andamento, ma spostati di circa 15 phon l'uno rispetto all'altro. Poichè il primo metodo (oggettivo) è più sicuro, ma più complesso e costoso, si può, in base a tali risultati, seguire il terzo (soggettivo), aumentando poi i valori così ottenuti di circa 15 phon. La media oraria più bassa si è avuta alle 4 del mattino con circa 56 phon, la più alta nelle ore meridiane con circa 73 phon. Lo scarto massimo tra i valori misurati durante una stessa ora è dell'ordine di una ventina di phon. Tali rumori furono anche analizzati mediante audiogrammi, che mettono in evidenza l'intensità delle varie componenti di diversa frequenza; la regione di massimo è di regola in prossimità della frequenza di 1000 hertz. *P. G.*

H. L. Curtis, C. M. Sparks, L. Hartshorn e N. F. Astbury — **Misura della capacità e del fattore di potenza di un condensatore.** (B.S.J. Research, aprile 1932, VIII, 4, pag. 507-523, con 3 fig.).

Il « Bureau of Standards » ed il « National Physical Laboratory » hanno alternativamente misurato i valori della capacità e del fattore di potenza di un condensatore a mica, allo scopo di determinarne le variazioni col tempo ed in relazione all'uso.

Diversi sono stati i metodi di misura impiegati. Il « Bureau of Standards » ha eseguito le prove col metodo di paragone, impiegando un condensatore in aria la cui capacità venne determinata in funzione di una resistenza e di un tempo. Il « National Physical Laboratory » ha paragonato invece il condensatore con una induttanza, il cui valore è stato definito in base alle dimensioni. I valori ottenuti nelle varie misure concordano con una approssimazione dell'1 ÷ 2 su 10 000, e questa è all'incirca la precisione data dai metodi di misura. *S. R.*

H. Schwarz — **Misura della corrente a frequenze elevatissime.** (H. F. Techn. u. El. Ak., maggio 1932, XXXIX, 5, pag. 160-171, con 20 fig.).

Le esperienze e le considerazioni svolte in questo articolo condurrebbero ad affermare che è possibile misurare con esattezza dell'1 % correnti oscillanti fino alla frequenza di $2 \cdot 10^8$ Hz.

Vengono esaminati i vari strumenti già conosciuti, e considerate le cause di errore. In particolar modo sono studiati e sviluppati con concetti originali, per la misura di onde molto corte: un termoamperometro multiplo, un fotoamperometro, un trasformatore di corrente, e

un amperometro derivato dal galvanometro ad anello di Fleming; nel quale la misura viene fatta in base alle rotazioni, intorno a un filo di sospensione, di un anello conduttore, disposto concentricamente ad una spira, facente parte del circuito oscillante, e percorsa dalla corrente da misurare (*Kurzschlussringamperemeter*).

Per la misura di piccole intensità di corrente, inferiori a 500 mA, sono preferibili i termoamperometri a filo caldo in aria, i termo- e i fotoamperometri, mentre che per maggiori intensità di corrente, fino a circa 2 A, servono bene i termoamperometri multipli. Al di sopra di 2 A, occorre usare disposizioni a trasformatore. Con queste è stato possibile di misurare intensità di corrente fino a 38 A, alla frequenza di $6{,}3 \cdot 10^7$ Hz.

E' stata inoltre determinata la permeabilità di un sottile filo di ferro elettrolitico, fino a $2 \cdot 10^7$ e $2 \cdot 10^8$ Hz. In accordo con le esperienze di Michels, tale permeabilità non dipende dalla frequenza. Al crescere dell'intensità della corrente che percorre il filo di ferro, consegue un aumento della permeabilità. *N. C.*

H. E. Hollmann e Th. Schultes — **Un circuito a ponte per misure di riverberazione nel caso di suoni puri.** (E. N. T., settembre 1931, VIII, 9, pag. 387-392, con 7 fig.).

Per la misura del tempo di riverberazione nei grandi ambienti, dal primo metodo di Sabine ad orecchio e con l'orologio, si è giunti ai sistemi oscillografici che consentono esattezze senza paragone maggiori. Quanto all'andamento del fenomeno, mentre in prima approssimazione lo smorzarsi dell'energia sonora in uno spazio chiuso sembra debba seguire una legge logaritmica, misure rigorose mostrano come le in-

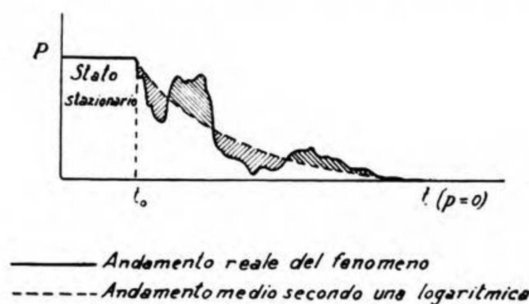


Fig. 1. — Principio della compensazione.

terferenze ne deformino notevolmente la curva. Le deformazioni sono più sensibili nel caso di suoni puri, e diversi sistemi sono stati proposti per eliminarne le conseguenze, fra i quali il non impiegare nelle misure tali suoni.

Non è però necessario uscire dal campo di questi ultimi, se si approfitta del fatto che si può tracciare, come curva media di smorzamento, anche nel caso delle irregolarità conseguenti all'impiego di un suono puro, una logaritmica (fig. 1), e se si assume come elemento di confronto per essa una curva della stessa forma, pur se relativa a un fenomeno di altra natura, quale la scarica di un condensatore.

Allo scopo si usa uno schema a ponte (fig. 2). In un ramo di esso agisce la tensione continua che segue l'andamento delle oscillazioni sonore smorzantisi; detta tensione viene ottenuta attraverso un complesso microfono-amplificatore-raddrizzatore. Nell'altro ramo del ponte agisce la tensione di scarica del condensatore che dà la curva campione. Questo passa dalla condizione stazionaria di carica (a tasto *T* chiuso) a quella transitoria di scarica, quando si apre il tasto *T* che comanda anche il circuito di alimentazione dell'altoparlante; nel medesimo istante, quindi, la sorgente sonora tace e si iniziano i fenomeni di smorzamento del suono e di scarica del condensatore. Se, attraverso la regolazione degli elementi del circuito, si riuscisse ad ottenere l'uguaglianza delle curve dei due fenomeni, il galvanometro *G* non darebbe deviazione; ed allora la conoscenza delle grandezze elettriche in giuoco consentirebbe di risalire al valore cercato del tempo di riverberazione.

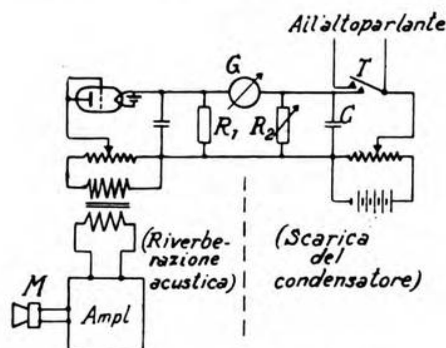


Fig. 2. — Schema di principio del ponte.

Ciò in realtà, come si è detto, normalmente non accade. E lo schema di principio, ora descritto, viene integrato con due coppie di valvole elettroniche: l'una ai capi dei rami del ponte, per consentire una distribuzione soddisfacente delle resistenze dei circuiti; l'altra nella diagonale di rivelazione, con lo scopo di compensare le divergenze fra i fenomeni che si confrontano. Il complesso di queste due ultime valvole, impiegate come diodi e inserite in opposizione, ciascuna in serie con un condensatore, sostituisce in un primo tempo della misura il galvanometro. In tal modo i due condensatori, che hanno eguale capacità, si caricano in senso opposto, integrando ciascuno in un senso gli effetti delle eventuali divergenze delle due curve che si paragonano (fig. 1). La compensazione di queste divergenze sarà verificata quando rimarrà a zero il galvanometro, su cui — in un secondo momento della misura — si scaricano contemporaneamente i due condensatori in opposizione.

Naturalmente, se il fenomeno sonoro che si studia presenta uno smorzamento con legge regolare (come accade per esempio nel caso di un diapason di cui si desideri conoscere il decremento), il complesso compensatore condensatori-valvole non è più necessario, e rimane sufficiente nella diagonale dello schema di misura il solo galvanometro.

C. Cg.

M. G. Nicholson e W. M. Perkins — **Un analizzatore di armoniche.** (Proc. I. R. E., aprile 1932, XX, 4, pag. 734-739, con 2 fig.).

Considerati i metodi generalmente usati per fare l'analisi armonica e constatati i loro difetti principali, si descrive un apparecchio basato sull'impiego dell'elettrodinamometro, il quale, rispetto ai precedenti, presenta i seguenti vantaggi:

a) possibilità di lettura diretta;

b) semplicità e rapidità di misura;

c) facilità di taratura;

d) possibilità di realizzare un apparecchio economico e facilmente trasportabile.

L'analizzatore è costituito da un generatore a frequenza variabile connesso alla bobina mobile di un elettrodinamometro. La bobina fissa è collegata al circuito di cui si deve analizzare la corrente.

Regolando il generatore su una frequenza prossima a quella dell'armonica in esame, si potrà ottenere che l'equipaggio mobile dell'elettrodinamometro oscilli con la frequenza dei battimenti. In tali condizioni, dalla lettura dell'elongazione massima, sarà possibile ricavare il valore dell'ampiezza dell'armonica.

Il metodo di misura è discusso teoricamente. *S. R.*

RADIOCOMUNICAZIONI DIRETTIVE.

C. T. Solt — **Sviluppo e applicazioni degli apparati radiogoniometrici marini, per parte del Servizio Guardia Coste degli Stati Uniti d'America.** (Proc. I. R. E., febbraio 1932, XX, 2, pag. 228-260, con 33 fig.).

La lunga esperienza fatta in questo campo su più di un centinaio di installazioni sistemate sulle navi del Servizio Guardia Coste degli Stati Uniti, ha permesso di stabilire che, per applicazioni navali, il tipo di radiogoniometro più appropriato è quello a telaio girevole schermato. Tuttavia con alcune navi, sulle quali le soprastrutture sono disposte in maniera particolarmente favorevole, si sono potuti ottenere soddisfacenti risultati pure mediante telaio girevole non schermato.

E' assai delicata la sistemazione di un radiogoniometro a bordo, poichè le varie soprastrutture della nave costituiscono numerosi circuiti chiusi, sedi di correnti indotte a radiofrequenza, le quali sono causa di errori spesso notevoli nei rilevamenti; l'opportuna scelta della posizione del telaio permette di ridurre al minimo tali influenze. Vantaggioso in ogni caso è l'interrompere questi circuiti mediante isolatori, come pure, quando gli errori sono molto forti, può essere conveniente sistemare opportuni circuiti chiusi di compensazione.

Un accurato esame dell'entità di queste deviazioni in un vasto campo di frequenze ($375 \div 7500$ kHz) ha posto in evidenza come esse dipendano dalla frequenza, passando gradatamente dal tipo quadrantale, per frequenze più basse, al tipo semicircolare per le più alte. Numerosi diagrammi illustrano questi risultati.

I radiogoniometri a telaio schermato impiegati sulle navi sono di due tipi, di cui il primo, di maggior precisione, è munito di rosa asservita a una girobussola, mediante la quale è possibile prendere i rilevamenti veri. Ambedue gli apparecchi sono forniti di correttore

meccanico degli errori a contorno sagomato, realizzato mediante un nastro flessibile. Il ricevitore è a supereterodina, con frequenza intermedia di 40 kHz. Il telaio girevole ha il centro dell'avvolgimento a terra e alimenta due triodi in opposizione, con lo scopo di eliminare ogni dissimmetria nel dispositivo di ricerca.

Un tipo più piccolo e più leggero di radiogoniometro è usato per gli aeroplani. *M. B.*

RICEVITORI.

A. L. M. Sowerby — **" Allineamento " dei comandi di sintonia in un ricevitore a supereterodina.** (Wir. Eng., febbraio 1932, IX, 101, pag. 70-75, con 4 fig.).

Il problema del comando unico dei condensatori variabili di sintonia si presenta in un ricevitore a supereterodina sotto un aspetto sostanzialmente diverso, che in un ricevitore con soli stadi amplificatori in alta frequenza. In un ricevitore a cambiamento di frequenza, infatti, la frequenza dell'eterodina deve differire di una quantità costante da quella dei segnali in arrivo, sulla quale sono sintonizzati i circuiti del preselettore. Delle varie possibili soluzioni del problema, quella che ha avuto maggior diffusione consiste nel correggere la curva di frequenza dell'eterodina mediante due capacità fisse di opportuno valore, poste una in serie e una in parallelo al condensatore variabile dell'eterodina. Alcune semplici formule permettono di calcolare i valori di queste due capacità e quello della induttanza occorrente.

M. B.

TELEGRAFIA E TELESCRITTURA.

J. M. Owen e J. A. S. Martin — **Un sistema telegrafico a molti canali, a frequenze acustiche.** (P. O. E. E. J., aprile 1932, XXV, 1, pag. 8-16, con 10 fig.).

In una recente installazione del « Central Telegraph Office » di Londra per le comunicazioni telegrafiche con la Scozia è stato adottato un sistema a correnti portanti, che presenta alcune particolarità nuove. Le frequenze portanti sono distanziate di 120 Hz l'una dall'altra e vanno da 420 a 1740 Hz per un sistema a 12 canali, e da 420 a 2460 Hz per un sistema a 18 canali. Esse sono tutte multipli dispari di 60 Hz, il che permette di eliminare le frequenze parassite introdotte dalle valvole amplificatrici comuni ai vari canali. Infatti queste frequenze d'interferenza (dovute al fatto che la caratteristica delle valvole non è mai perfettamente rettilinea) sono eguali alla somma o differenza delle frequenze portanti prese a 2 a 2 e risultano quindi tutte multipli pari di 60 Hz, cioè cadono nelle zone intermedie in cui lo smorzamento prodotto dai filtri è massimo. Come generatore delle correnti portanti non è usato un oscillatore a valvole, bensì un alternatore a 18 frequenze, avente un unico induttore, eccitato con batteria a 24 V, e 18 distinti circuiti indotti, la cui tensione è $2 \pm 0{,}1$ V e la cui potenza (come anche la tensione) è regolata con resistenze poste sull'uscita. L'alternatore è azionato da un motore elettrico a 3600 giri, alimentato con una batteria a 24 V e provvisto di opportuno regolatore di velocità.

Alla stazione trasmittente (fig. 1) ognuna delle frequenze portanti, chiusa normalmente in corto circuito, viene lasciata passare per mezzo del relais trasmittente durante la trasmissione dei segni telegrafici, e

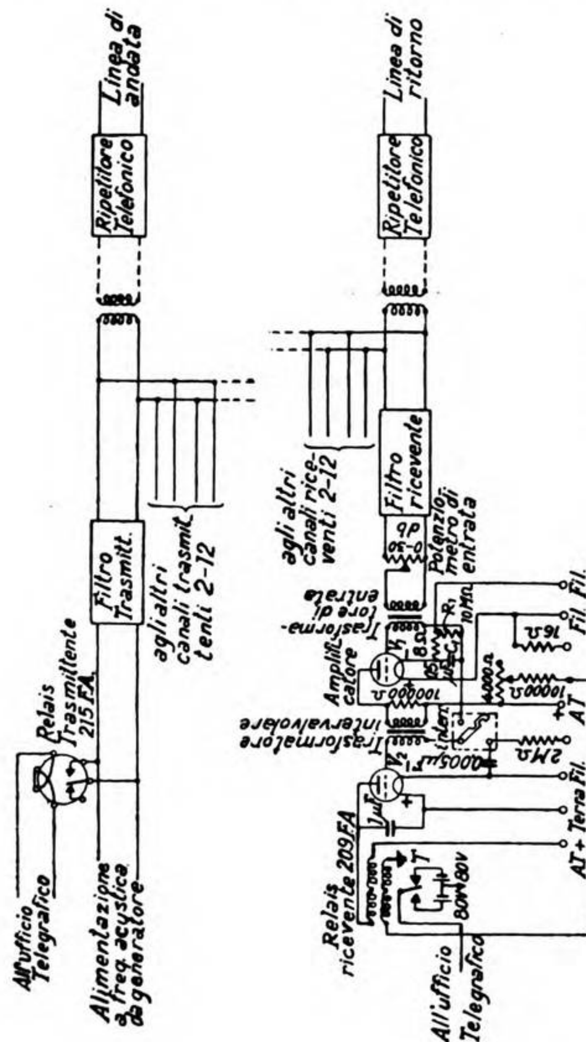


Fig. 1. — Schema di un canale trasmittente e di un canale ricevente.

passa nel filtro, il quale ha lo scopo non solo di impedire che il canale considerato riceva energia dagli altri, ma anche di sopprimere tutte le frequenze disturbatrici originate dai relais e dagli stessi se-

gnali telegrafici per modulazione. Le uscite di tutti i filtri sono connesse in parallelo al primario di un trasformatore di linea, il cui secondario è riunito alla linea per mezzo di un ripetitore telefonico, che tiene qui il posto della comune valvola amplificatrice usata nei precedenti sistemi.

Alla stazione ricevente (fig. 1) le varie correnti portanti passano da un ripetitore telefonico finale ad un trasformatore di linea e poi ai rispettivi filtri passa-banda, che sono connessi in parallelo al trasformatore e che hanno maggiore efficienza dei filtri trasmittenti. Passano quindi al sistema amplificatore-raddrizzatore, composto da una valvola amplificatrice collegata mediante un trasformatore a una valvola rettificatrice, che col suo circuito anodico comanda il relais telegrafico ricevente. Fra il ripetitore telefonico e il trasformatore di linea si trova un potenziometro, con cui il « guadagno » può essere regolato, per gradini di 1 decibel, fra 0 e 30. In condizioni normali qualsiasi variazione di livello dei segnali ricevuti (fino a $\pm$ 8 decibel) è compensata per mezzo dell'amplificatore.

La velocità di lavoro per cui i canali sono progettati è di 66 baud con una distorsione massima minore del 25 %. Il circuito è normalmente mantenuto a un equivalente di trasmissione compreso in $\pm$ 2 decibel; la corrente rettificata è normalmente di 5 $\div$ 7 mA. L'apparecchio telegrafico può funzionare in duplex (due direzioni simultaneamente) o in semiduplex (due direzioni alternativamente con possibilità al ricevitore di arrestare il trasmettitore opposto). Su circuiti telefonici a quattro fili si possono usare 12 o 18 canali secondo che le condizioni di linea ed in particolare la frequenza limite (*cut-off*) lo permettono; su circuiti a due fili possono usarsi soltanto 6 o rispettivamente 9 canali per ciascuna direzione.

Tutta l'apparecchiatura, salvo i generatori ad alte frequenze, è su pannelli d'acciaio che vengono montati su telai come quelli usati per i ripetitori telefonici, ma aperti anche posteriormente in modo che i pannelli possano essere collocati da entrambe le parti. Un'installazione completa comprende un telaio a tre ordini di scomparti affiancati: nel 1° trovano posto i pannelli dei canali (tre per parte), nel 2° i pannelli delle batterie e dei generatori, nel 3° le valvole fusibili di protezione delle batterie per i circuiti telegrafici locali (a 80 V) e per gli anodi (a 130 V). La manutenzione comprende principalmente, oltre alla usuale manutenzione delle valvole termoioniche, il controllo della costanza delle frequenze generate e la regolazione dei relais trasmittenti e riceventi. Per questo esiste un pannello per la prova dei relais e per la misura della distorsione percentuale.

F. Ma.

TELEVISIONE E TRASMISSIONE DELLE IMMAGINI.

E. Hudec e E. Perchermeier — **Il tubo di Braun per la televisione.** (Fernsehen und Tonfilm, aprile 1932, III, 2, pag. 87-94, con 13 fig.).

Il tubo di Braun è per sua natura adattabile a funzionare da relais luminoso per televisione; ma per ottenere risultati pratici e soddisfacenti si devono adottare speciali accorgimenti costruttivi. Gli inconvenienti principali osservati negli ordinari tubi del commercio sono due: 1°) che il fascio elettronico, specie con l'invecchiare del tubo, non è sufficientemente strozzato, in modo che sullo schermo si abbia una traccia luminosa abbastanza puntiforme; 2°) che il con-

trollo della luminosità della traccia (allo scopo di farla variare d'accordo con la luminosità dei singoli punti dell'immagine da trasmettere) produce sovente una deviazione anomala del fascio, la quale modifica quella imposta dalle piastre deviatrici e necessaria alla ricomposizione della immagine, così che questa subisce una distorsione topografica.

Gli AA fanno dapprima una breve esposizione della evoluzione storica del tubo di Braun con particolare riguardo a quanto può interessare per la sua applicazione alla televisione; indi si soffermano

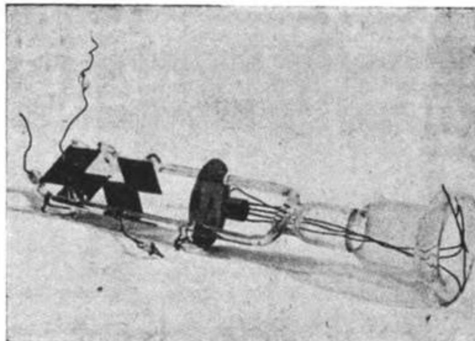


Fig. 1. — Disposizione degli elettrodi in un tubo di Braun per televisione.

a descrivere i metodi di montaggio e le forme costruttive adottate per i tubi allo scopo di eliminare gli inconvenienti citati; infine descrivono l'installazione del « Reichspostzentralamt » per praticare il vuoto spinto nei tubi.

Il tubo originale di Braun aveva l'anodo laterale ed il fascio di elettroni era limitato in sezione da un diaframma circolare normale all'asse. Occorrevano per esso tensioni anodiche rilevanti. Nel tubo rimaneva una certa quantità di gas a pressione dell'ordine di 1/1000 di mm di mercurio e questo gas era ionizzato dagli urti elettronici. L'atmosfera di ioni liberi, esercitando una azione repulsiva trasversale sugli elettroni del fascio, assicurava la concentrazione di questo, poichè venivano ostacolate le componenti non assiali delle velocità elettroniche. Tale azione di strozzamento diminuiva con la vita del tubo, perchè il gas era gradualmente occluso dal filamento. Successivamente, disponendo intorno al tubo e coassialmente una bobina percorsa da corrente, si rese in certo modo indipendente la concentrazione del fascetto elettronico da quella del gas residuo. Il Wehnelt introdusse in seguito i filamenti ad ossido, capaci di emissione più intensa, e fece agire il diaframma come anodo. Per tal modo le tensioni anodiche richieste erano assai più modeste e l'effetto di indurimento poteva parzialmente esser combattuto con l'accendere di più il filamento e con l'aumento conseguente di elettroni emessi e di urti, per cui la concentrazione degli ioni poteva esser mantenuta costante, anche quando la concentrazione gassosa era diminuita. Il Johnson studiò teoricamente l'influenza della concentrazione del gas

residuo sulla concentrazione del fascetto e protesse il filamento dagli urti ionici con una camicia di vetro.

Il Dieckmann per primo pensò di adoperare il tubo per la televisione, ottenendo la variazione di luminosità mediante variazione del potenziale anodico. Mutava così anche la velocità degli elettroni, quindi la deviabilità del fascetto, e compariva quella che abbiamo chiamata distorsione topografica della immagine. Lo Skaupy introdusse

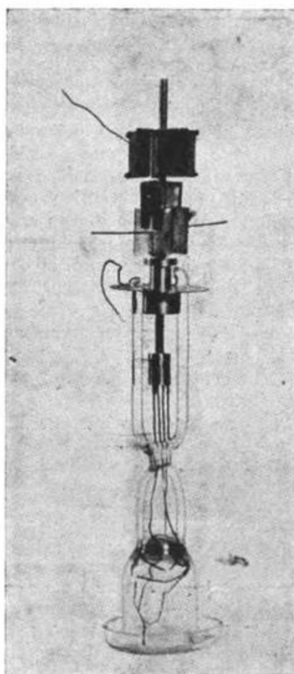


Fig. 2. — Rettifica mediante calibro della posizione degli elettrodi.

perciò nel tubo una griglia prossima al filamento; variando il potenziale di essa si otteneva la variazione di luminosità senza alterare sensibilmente la velocità con la quale gli elettroni abbandonavano, attraversandolo, l'anodo.

In molti tubi moderni esiste, intorno al filamento, il così detto cilindro di Wehnelt; il controllo della luminosità può farsi variando il potenziale di questo ultimo. Ma, nelle esperienze eseguite dagli AA nel R. P. Z., si aveva anche così una anomala deviazione del fascio. Essa pare dipenda esclusivamente da dissimetrie costruttive mutue fra gli elettrodi e più particolarmente del filamento rispetto al cilindro di Wehnelt. Tale dissimmetria introduce accelerazioni non assiali negli elettroni, che, variando con la d.d.p. tra catodo e cilindro, producono

le deviazioni anomale della traccia sullo schermo durante il processo di ricezione.

Occorre pertanto, che nella costruzione del tubo sia conseguita una perfetta simmetria. Gli AA espongono un metodo di costruzione, adottato nel R. P. Z., mediante il quale tutti gli elettrodi, prima di essere saldati sul supporto di vetro, vengono montati su una armatura metallica, sulla quale la loro posizione può essere rettificata mediante appositi spessori e riferimenti (fig. 1 e 2). Gli elettrodi sono costituiti normalmente da metalli fusi nel vuoto, come nichel, cromonichel, ferronichel; il filamento da volframio, nichel, platino o leghe di platino. Lo strato di ossido viene ottenuto spalmando il filamento con carbonati di bario e di stronzio finemente diffusi nella paraffina, che vengono poi ridotti ad ossidi riscaldando elettricamente il filamento.

Una volta montati sul piede del tubo gli elettrodi col metodo descritto, si saldano insieme le varie parti del tubo: piede, collo, imbuto. Su quest'ultimo è stato già formato lo strato fluorescente con solfuro di zinco o volframato di calcio. Indi il tubo viene sottoposto alla vuotatura in due fasi: vuoto preventivo con pompa a getto di acqua e vuoto finale con pompa a diffusione a tre stadi. Il tubo viene scaldato durante le operazioni di vuotatura a 400°; nella fase finale si condensano con un refrigerante i vapori residui e si ottiene in fine un vuoto dell'ordine di circa 10^{-7} mm di mercurio. Quindi si introduce nel tubo l'argon, che è meno di ogni altro gas suscettibile di essere occluso dagli elettrodi e dal vetro, e si pompa nuovamente fino ad una pressione residua di circa 10^{-3} mm di mercurio.

Si applicano infine le tensioni di filamento, anodica e di controllo, e si scalda il filamento fino a ridurre a bario puro la sua superficie. La corrente di filamento viene interrotta appena si comincia a stabilire una corrente di emissione. Per eliminare i prodotti della combustione si lascia ancora a lungo il tubo sulle pompe, estraendo e rinnovando più volte il gas nobile. *E. Cr.*

G. Krawinkel e K. Ziebig — **Esperimenti di televisione con onde cortissime.** (Fernsehen und Tonfilm, aprile 1932, III, 2, pag. 65-69, con 6 fig.).

Le esperienze di televisione che gli AA hanno eseguito con l'onda di 7 m del trasmettitore del « Reichspostzentralamt » di Berlino, da 300 W nell'antenna, danno loro occasione di richiamare alcune delle questioni, che si riconnettono a tale ordine di ricerche, e di esporre, valutandoli criticamente, i risultati di ricezione ottenuti con vari tipi di circuiti ed i criteri di massima, su cui si deve basare il disegno di questi ultimi.

Premesso, che la banda di frequenze da trasmettere si ritiene estesa da una frequenza minima uguale a quella di successione delle immagini ad una massima data dal semiprodotto di questa per il numero di punti elementari in cui la immagine è suddivisa, ne consegue che l'estensione della banda è in generale assai considerevole, dato che i due numeri citati non si possono ridurre oltre certi valori stabiliti per il primo dall'inerzia dell'occhio umano, per il secondo dalla nitidezza di particolari, che si vuole ottenere. Così nelle esperienze eseguite il numero di immagini al secondo era 25 e 4800 quello dei punti elementari; la banda di frequenza da trasmettere si estendeva pertanto da 25 a 60.000 hertz.

Per amplificare tale banda senza distorsione di fase e di ampiezza si è adottato un premodulatore a 3 stadi a resistenza e capacità. I primi due stadi sono realizzati con un triodo doppio; le resistenze anodiche sono di valore relativamente basso, laddove i condensatori

di accoppiamento sono largamente proporzionati. Con tale amplificatore si ottiene l'amplificazione indistorta di tutta la banda.

Secondo recenti ricerche pare che l'immagine guadagni in nitidezza, se si riesce a trasmettere anche le componenti della corrente fotoelettrica di frequenza inferiore a quella delle immagini fino alla frequenza zero. Poichè in tal caso, all'uscita dell'amplificatore televisivo vero e proprio, si dispone di un'alta frequenza intermedia modulata dalla banda, gli AA hanno usato un premodulatore nel quale 3 stadi a resistenza e capacità alimentano un rivelatore per caratteristica di placca, reso necessario da ciò, che il trasmettitore non è suscettibile di bimodulazione. L'alta frequenza intermedia viene eliminata ancora mediante un filtro passa-basso avente una frontiera nel contempo inferiore alla portante e circa doppia della massima frequenza modulante. In tal modo non si ha distorsione apprezzabile neanche per le più alte frequenze di modulazione.

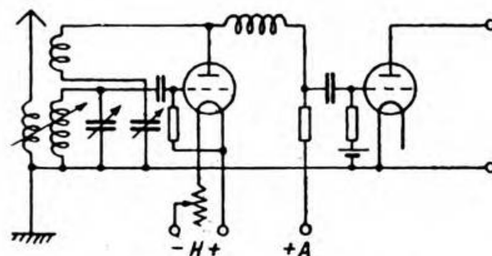


Fig. 1. — Ricevitore a reazione.

Le prove di ricezione sono state effettuate: 1°) nelle immediate vicinanze del trasmettitore; 2°) a 6 km di distanza, ed usando: *a*) ricevitore a reazione (fig. 1); *b*) ricevitore a superreazione (fig. 2); *c*) ricevitore a cambio di frequenza.

Nella posizione 1), data la forte intensità del campo e quindi l'esiguo accoppiamento reattivo necessario, il rivelatore a reazione dà ottimi risultati. Il rivelatore è seguito da un amplificatore a bassa frequenza del tipo descritto. A 6 km occorre invece un accoppiamento reattivo più forte, che introduce nella banda una notevole distorsione di ampiezza. Quest'ultima può essere corretta accordando il ricevitore in modo opportuno entro una delle bande laterali, anzichè sulla portante; ma subentra allora una distorsione di fase che cagiona il così detto *effetto plastico* della immagine.

Il rivelatore a superreazione dà una maggiore sensibilità di quello semplice fino a che la frequenza dell'oscillazione locale non supera 100.000 hertz. Oltre tale limite la sensibilità decresce fino a valori inferiori a quelli del ricevitore a reazione. Per di più, poichè occorre filtrare l'oscillazione locale, se questa è di frequenza bassa, il filtro distorce le frequenze più alte della banda modulante. Si deve pertanto limitare l'ampiezza di questa ultima sacrificando la nitidezza della riproduzione.

I ricevitori a supereterodina danno invece ottimi risultati per la grande sensibilità ai campi anche poco intensi e per le elevate qualità di riproduzione, purchè costruiti secondo speciali e adatti criteri. Essi sono di massima costituiti da uno stadio amplificatore

ad alta frequenza con aereo accoppiato aperiodicamente alla griglia e circuito accordato sull'anodo; su questo vengono portate anche le oscillazioni del generatore locale ed i battimenti sono rettificati da un primo triodo raddrizzatore seguito da 4 stadi di media frequenza aperiodici; seguono il secondo triodo raddrizzatore, uno stadio a bassa frequenza ed un triodo finale di potenza, che eccita la lampada a luminescenza. Tutti gli accoppiamenti a partire dal primo raddrizzatore sono a resistenza e capacità. Dopo il secondo raddrizzatore e prima dello stadio a bassa frequenza trovasi un filtro passa-basso per elimi-

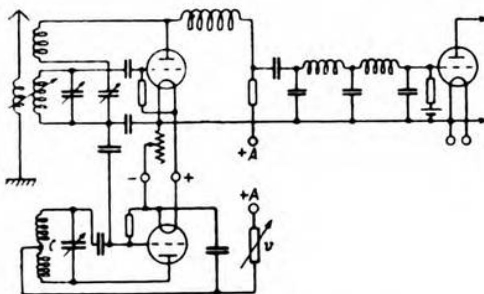


Fig. 2. — Ricevitore a superreazione.

nare i residui della media frequenza. I ricevitori così costituiti non danno alcuna distorsione della banda adottata. E' da osservarsi, che la distorsione può avere origine o nel circuito accordato dello stadio ad alta frequenza o nel filtro passa-basso. Se il circuito accordato introducesse distorsione, si potrebbe aumentarne artificialmente il decremento (diminuendo per esempio la resistenza di griglia del primo triodo raddrizzatore); per quanto riguarda il filtro, basta scegliere la frequenza intermedia e la frequenza di arresto, per modo che siano notevolmente superiori alle più alte frequenze della banda di modulazione. *E. Cr.*

TUBI ELETTRONICI.

E. J. C. Dixon — **L'eptodo, una nuova valvola termoionica.** (P.O.E.E.J., gennaio 1932, XXIV, 4, pag. 299-302, con 7 fig.).

L'eptodo permette di realizzare il circuito simmetrico (***push-pull***) con un solo tubo elettronico anzichè con due. Esso è formato (fig. 1) di un catodo C, di due griglie di controllo G_1 e G_2 una per parte, di due anodi A_1 e A_2 similmente disposti, ed infine di due griglie di stabilizzazione S_1 e S_2 situate esternamente agli anodi A_1 e A_2, e collegate rispettivamente alle griglie G_2 e G_1 mediante corte connessioni trasversali C_1 e C_2. Il catodo emette per un semiperiodo in direzione di un anodo e per l'altro semiperiodo in direzione dell'altro anodo, perciò le sue dimensioni possono essere eguali a quelle del catodo di una valvola semplice. La griglia di stabilizzazione S_2 ha lo scopo di bilanciare la reazione dell'anodo A_1 sulla griglia di controllo G_1, derivando dall'anodo A_2 un potenziale in opposizione di fase a quello di A_1; per questo la capacità $S_2 - A_2$ è uguale alla capacità $G_1 - A_1$. In modo analogo agisce

la capacità $S_1 - A_1$ rispetto alla capacità $G_2 - A_2$. Le connessioni trasversali sono in doppio per ridurre l'induttanza.

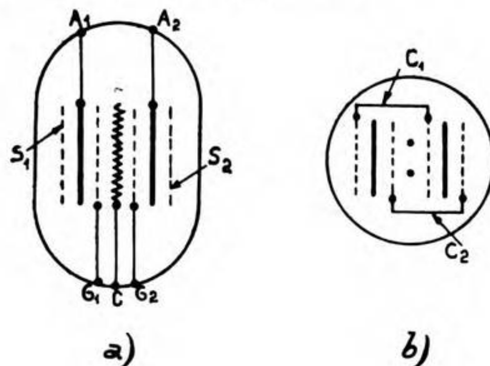


Fig. 1. — Schema della disposizione degli elettrodi.

Il circuito tipico dell'eptodo (fig. 2) è in tutto simile all'ordinario circuito *push-pull* con due triodi contrapposti; nella fig. 3 è indicato lo schema equivalente a ponte.

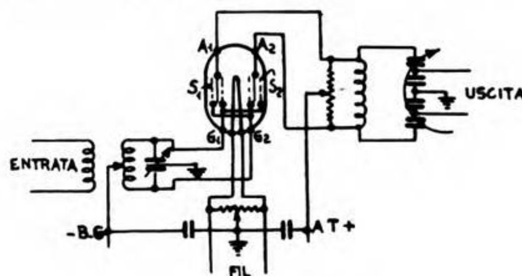


Fig. 2. — Circuito tipico.

Alla sezione radio del « Post Office » sono state fatte esperienze con eptodi da 250 watt di potenza dissipata per ciascun anodo, in ampolle

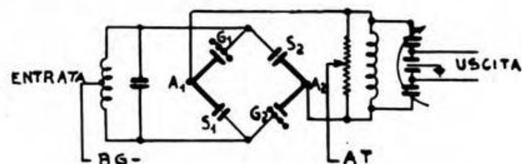


Fig. 3. — Circuito equivalente a ponte.

di vetro, con frequenze fino a 18.000 kilohertz. Nella valvola N. 63 per es., gli elettrodi piani, intorno a un filamento formato a doppino, sono

sostenuti da bacchette di molibdeno e rigidamente fissati l'uno rispetto all'altro mediante blocchetti di un materiale isolante chiamato *lavite*. E' stato anche costruito per esperimento un eptodo di più grandi dimensioni con ampolla di quarzo.

Il metodo di messa a punto del sistema di elettrodi (prima che esso sia introdotto nell'ampolla) è quello di costruire il circuito di figura 2, applicare l'eccitazione ad alta frequenza all'entrata e misurare la corrente circolante nel circuito di uscita, mentre l'alta tensione è esclusa. Le capacità interne vengono modificate, variando il numero dei fili trasversali nelle griglie S_1 e S_2, finchè la corrente nel circuito di uscita è minima. Il sistema è quindi messo in ampolla e l'intera valvola, riscaldata ed evacuata, si controlla poi nello stesso modo. Un metodo per controllare il bilanciamento quando gli elettrodi stanno dissipando energia (« prova di bilanciamento a caldo ») è stato ideato da A. J. Symonds, della stazione radio di Rugby, e consiste nell'osservare le in-

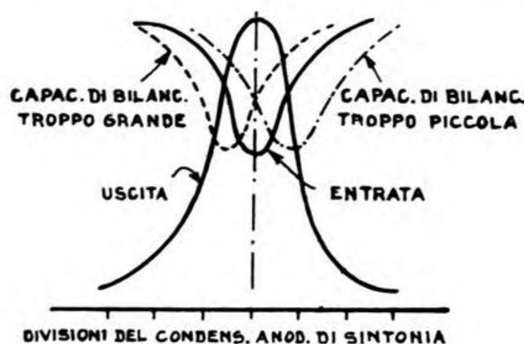


Fig. 4. — Curve di bilanciamento per uno stadio amplificatore ad alta frequenza.

dicazioni degli strumenti di misura al circuito di uscita e al circuito di entrata a corrente continua, per valori del condensatore di sintonia anodico vicini al punto di risonanza. Per un sistema perfettamente bilanciato la massima lettura all'uscita coincide con la minima lettura all'entrata, mentre per sistemi non bilanciati le letture massima e minima sono spostate lungo la scala del condensatore di sintonia (fig. 4). La prova pratica per gli stadi di amplificazione ad alta frequenza si effettua applicando l'alta tensione senza eccitazione di griglia e riducendo a zero la tensione di polarizzazione di griglia. Lo stadio non deve autooscillare per qualsiasi posizione del condensatore di placca e di griglia.

Oltre che per i circuiti di amplificazione degli apparati radiotrasmittenti, l'eptodo sembra avere notevoli possibilità come generatore di oscillazioni a frequenza costante, perchè l'accoppiamento fra i circuiti di entrata e di uscita sarebbe indipendente dalla valvola, ed anche come piccola valvola ricevente. L'eptodo presenta, rispetto alle note valvole con griglia-schermo fra griglia di controllo e anodo, il vantaggio di possedere un'impedenza anodica notevolmente più bassa. Perciò potrà probabilmente trovare applicazione usuale nel campo delle onde corte, dove è impossibile con le valvole a griglia schermante ottenere che l'impedenza interna della valvola sia dello stesso ordine di quella del circuito esterno anodico, com'è essenziale per avere circuiti efficienti. *F. Ma.*

C. J. DE LUSSANET DE LA SABLONIÈRE — **Sul funzionamento dei tubi trasmittenti a griglia schermo.** (H. F. Techn. u. El. Ak., giugno 1932, XXXIX, 6, pag. 191-199, con 23 fig.).

L'A, sperimentando su tre diversi tetrodi da usarsi secondo lo schema di fig. 1, ne rileva le caratteristiche statiche, che sono rappresentabili mediante curve del tipo di quelle in fig. 2 e fig. 3 (nelle quali J_a = corrente anodica, V_a = tensione anodica, V'_g = tensione della griglia schermo, V_g = tensione della griglia di controllo, J'_g = corrente di griglia schermo).

Espresso analiticamente, in via approssimativa, l'andamento delle caratteristiche di fig. 2 dopo averle identificate con segmenti di rette, si ricava teoricamente l'andamento di alcune caratteristiche dinamiche,

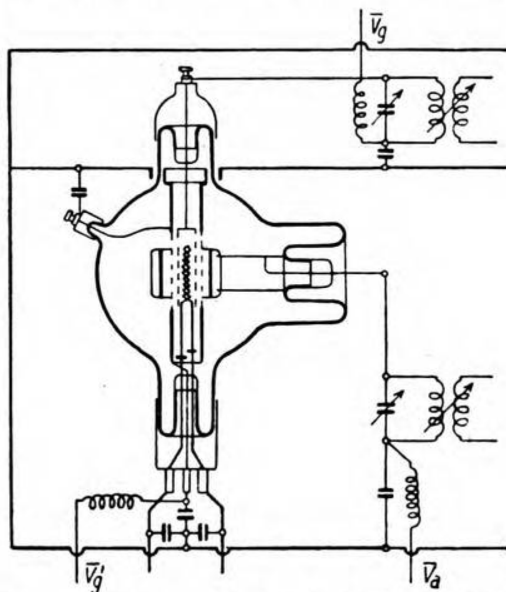


Fig. 1. — Sezione e schema di un tetrodo trasmittente a griglia schermo.

che a loro volta sono dedotte altresì in via sperimentale. Anche se in certi casi non si può ottenere un accordo completo e perfetto fra le une e le altre, si possono tuttavia determinare interessanti relazioni fra le varie famiglie di caratteristiche.

Considerando il tetrodo come autooscillatore, si possono variare ad arbitrio le tensioni di placca, di schermo e di griglia, nonchè la resistenza di utilizzazione inserita nel circuito anodico.

Rimangono così determinate le condizioni di funzionamento, cioè le componenti continue delle correnti, nonchè le tensioni e correnti alternative generate dal tubo. Se tra i 4 parametri che si hanno a disposizione, intercedono particolari relazioni, si possono ricavare diversi andamenti per le famiglie di curve relative alle grandezze caratteristiche. Si comprende, come possa essere riuscito assai interessante mostrare la dipendenza di queste grandezze dalla tensione di schermo, che è

poi quella che distingue il tetrodo dai comuni triodi. Quasi tutti i numerosi diagrammi riportati dall'A sono infatti espressi in funzione di

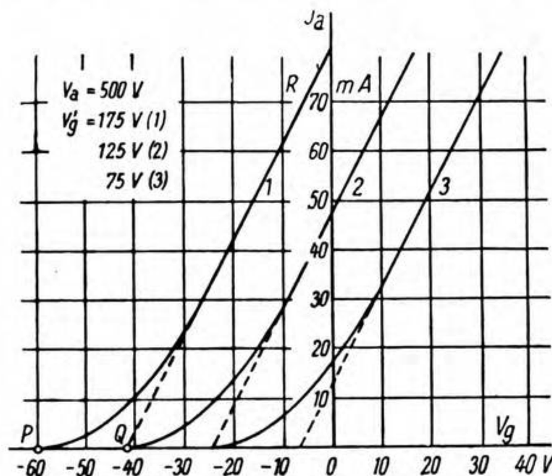


Fig. 2. — Caratteristiche statiche di un tetrodo trasmittente in funzione di V_g.

questa tensione. Dall'osservazione di essi, che forniscono le grandezze continue ed alternative e le potenze dissipate, si ricavano gli elementi

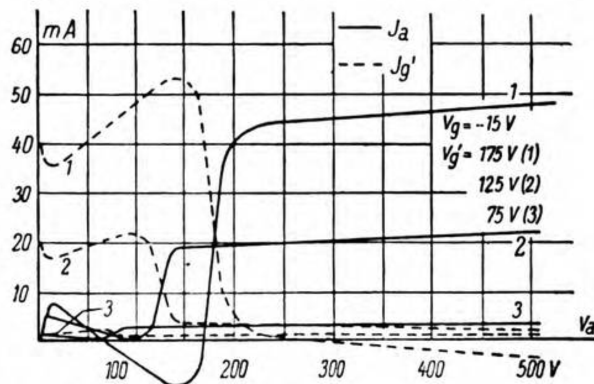


Fig. 3. — Caratteristiche statiche di un tetrodo trasmittente in funzione di V_a.

necessari per scegliere il valore più conveniente da dare alla tensione di schermo, affinchè il tetrodo lavori nelle condizioni più favorevoli e soddisfi ai requisiti prefissati. *E. P.*

I. E. Mouromtseff — **Un nuovo tubo elettronico di grande potenza con raffreddamento ad acqua.** (Proc. I. R. E., maggio 1932, XX, 5, pag. 783-807, con 18 fig.).

Nei riguardi delle radiocomunicazioni vi è attualmente la tendenza ad aumentare la potenza dei trasmettitori, principalmente per ridurre gli effetti dei disturbi e dell'evanescenza. Sono note le difficoltà che si incontrano quando si vogliono far funzionare molti tubi in parallelo e perciò la tecnica, per aumentare la potenza dei trasmettitori, si è decisamente orientata verso la costruzione di unità di grande potenza, cioè fino a 200 ÷ 300 kW.

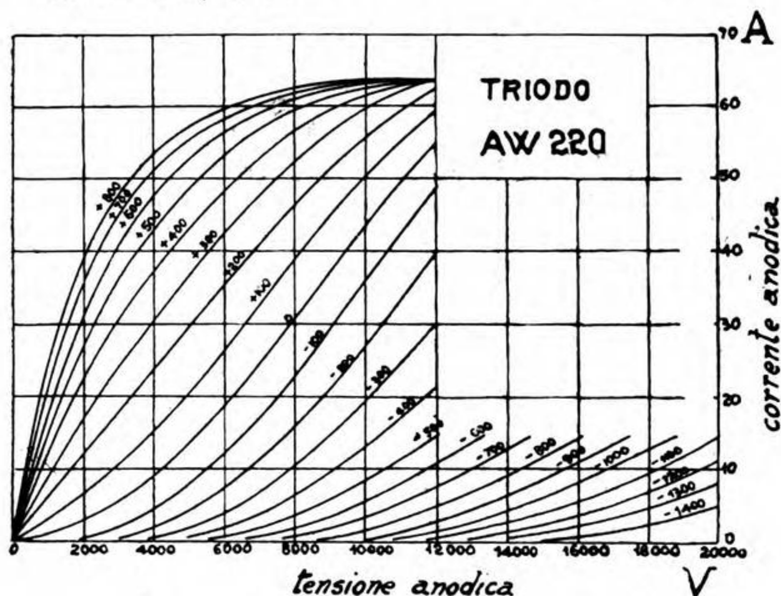


Fig. 1. — Caratteristiche statiche del tubo AW 220.

Recentemente la Westinghouse ha realizzato il tubo AW 220, che è capace di erogare una potenza utile di circa 100 kW. Questo tubo è del tipo a doppia uscita, cioè con la parte centrale metallica e le due estreme in vetro: da una si ha l'uscita del filamento e dall'altra quella della griglia.

Il suo peso totale è di circa 27 kg e la sua lunghezza complessiva è di metri 1,65. L'anodo di forma cilindrica è in rame, ha una lunghezza di 66 cm e un diametro interno di 10 cm. Interessante è la struttura della griglia, costruita in modo da consentire una dissipazione di 15 kW e costituita da un tubo di rame, sul quale sono fissati numerosi dischi di molibdeno o di tantalio a breve distanza l'uno dall'altro. Ciascuno di questi dischi porta, distribuiti uniformemente sulla periferia, otto fori, attraverso i quali passano otto filamenti di tungsteno. Il tubo è chiuso dalla parte dell'uscita del filamento. All'interno di questo primo tubo se ne trova un secondo che funziona da mandata dell'acqua di raffreddamento, mentre il ritorno avviene nello spazio anulare fra i due tubi concentrici.

Gli otto filamenti, costituenti il catodo, sono lunghi ciascuno 36 cm e sono a due a due in serie. Si hanno perciò in totale quattro elementi in parallelo, ognuno dei quali consuma 80 A sotto 30 V, onde complessivamente la corrente di accensione è di circa 320 A.

Un particolare interessante è costituito dalla presenza di una finestra, aperta nell'anodo e nell'involucro esterno, in modo da permettere l'ispezione delle parti interne per verificarne le posizioni relative. Particolari cure sono richieste dalla vuotatura, data la rilevante massa di metallo che deve essere liberata dai gas occlusi.

Le principali caratteristiche dell'AW 220 sono le seguenti:

Tensione anodica	22 kV
Potenza dissipata sull'anodo (per una circolazione di acqua di circa 60 litri al minuto)	150 kW
Coefficiente di amplificazione	10,5
Resistenza interna	350 Ω
Corrente di saturazione . . . . circa	65 A.

Il tubo può essere usato tanto come modulatore quanto come amplificatore a radiofrequenza. Le caratteristiche statiche sono rappresentate nella fig. 1.

Nella seconda parte della nota originale sono illustrati i criteri di impiego del tubo e son riportate alcune curve che ne mostrano il comportamento nelle varie condizioni di funzionamento. *C. Mt.*

VARIE.

N. N. Malov e S. N. Rschevkin — **La resistenza del corpo umano alle frequenze comprese fra 365 e 800 000 Hz.** (H. F. Techn. u. El. Ak., marzo 1932, XXXIX, 3, pag. 93-101, con 14 fig.).

Il corpo umano si comporta, nei riguardi della corrente alternata, come una impedenza costituita da capacità e resistenza. Grandezze queste, che possono essere considerate in serie o in parallelo, secondo come risulti più comodo. Nelle considerazioni che seguono si ritengono in serie.

La capacità e la resistenza totale sono a loro volta formate da due parti, una relativa alla pelle e l'altra ai tessuti interni. La separazione di queste è possibile, in quanto la resistenza e la capacità della pelle alle alte frequenze sono: la prima inversamente, la seconda direttamente proporzionale alla superficie dell'elettrodo di contatto.

La ricerca della legge di dipendenza delle suddette grandezze dalla frequenza è stata effettuata per via sperimentale, nella gamma compresa fra 365 e 790.000 Hz. Le misure sono state fatte a mezzo di un trasformatore differenziale, alimentato da un generatore a tubi elettronici, con l'intermediario di un circuito filtro, per eliminare l'azione delle armoniche.

Dalle misure eseguite è risultato che la resistenza e l'impedenza dei tessuti interni diminuiscono lentamente con l'aumentare della frequenza e tendono ad un valor limite che viene raggiunto per una frequenza di alcune centinaia di kHz. La resistenza e l'impedenza della pelle, che per 365 Hz hanno un valore di circa 10 000 Ω, diminuiscono più fortemente delle precedenti al crescere della frequenza, ma tendono anch'esse ad un valore costante per le frequenze superiori a 10^5 Hz.

Le capacità interne, della pelle e totale, diminuiscono rapidamente per frequenze crescenti e tendono a zero per frequenze superiori ad alcune centinaia di kHz.

Il rapporto fra la resistenza dei tessuti interni e la resistenza to-

tale va dal 10 % per $f = 365$ Hz ad un valore limite del 75 % per $f > 100$ kHz.

La resistenza e la capacità del corpo umano, per le basse frequenze, dipendono largamente dall'intensità della corrente che lo attraversa.

La resistenza specifica del sangue (di 185 Ω cm) è superiore a quella dei tessuti (80 Ω cm); ciò significa che il sangue ha poca importanza nei riguardi della conducibilità del corpo umano. *C. Mt.*

A. N. Curtiss e I. Wolff — **Requisiti di potenza elettrica ed acustica dei " carillons ".** (Proc. I. R. E., aprile 1932, XX, 4, pag. 626-646, con 14 fig.).

E' di vitale importanza, nella installazione dei « carillons » elettrici a campane, la conoscenza della potenza elettrica ed acustica necessaria per diffondere sopra una determinata area una musica soddisfacente. Questo valore di potenza è legato, non soltanto al valore della distanza che si vuole far raggiungere al suono, ma anche al livello del rumore circostante.

Sono state fatte prove sopra un « carillon » a campane, determinando la potenza acustica irradiata, l'intensità del suono prodotto in presenza di un particolare livello di rumore e la potenza elettrica necessaria per diffondere una musica di determinata intensità sopra una distanza specifica, alla presenza di un determinato rumore.

Ricordato il procedimento seguito nelle prove e descritto il particolare misuratore di intensità sonora, si riportano in numerosi diagrammi i risultati ottenuti, fornendo un metodo rapido per calcolare i requisiti di potenza acustica in relazione al livello del rumore e per varie zone di diffusione. *S. R.*

E. J. C. Dixon — **Termostato a resistenza con regolazione a cella fotosensibile.** (P. O. E. E. J., aprile 1932, XXV, 1, pag. 65-67, con 2 fig.).

E' descritto un tipo di termostato destinato a contenere gli oscillatori piloti per le frequenze portanti dei trasmettitori radio, che deve quindi presentare un funzionamento sicuro per lungo tempo, richiedendo minima sorveglianza. Alle pareti di alluminio della scatola termostatica (volume circa 9 dm³) sono fissate le resistenze riscaldanti fra fogli di mica. Una resistenza di controllo R_4 (fig. 1), di nichel, avvolta da un foglio di mica, forma un lato di un ponte di Wheatstone, di cui gli altri lati R_1 R_2 R_3 sono costituiti da resistenze di manganina del valore di 50 ohm. Questo è pure il valore della resistenza di nichel a 50° C, temperatura normale del forno.

Un galvanometro a riflessione, avente una sensibilità di 10 mm/μA e provvisto della sorgente luminosa nella sua stessa cassetta, serve da termometro. La scala dello strumento è stata sostituita con una cella fotosensibile, costituita da uno strato di selenio dell'ordine di $2{,}5 \cdot 10^{-3}$ cm di spessore, posto su una lastrina di vetro contenuta in un'ampolla piena di gas. Con 1 cm di larghezza della zona illuminata la resistenza della cella si riduce da circa 5 MΩ alla metà di tale valore. Il cambiamento di resistenza, nel circuito di griglia di un triodo, fa variare la corrente anodica da 0 a 2-3 mA; questa è sufficiente a comandare un relais telefonico, capace di interrompere il circuito riscaldatore.

La fig. 1 rappresenta lo schema pratico del sistema con alimenta-

zione a corrente alternata; simile è quello con alimentazione a corrente continua.

Col sistema sopra descritto e con una energica ventilazione, per eliminare l'effetto dell'inerzia termica, si raggiunge praticamente una sensibilità di 0,06° C, sufficiente per gli scopi a cui il termostato è

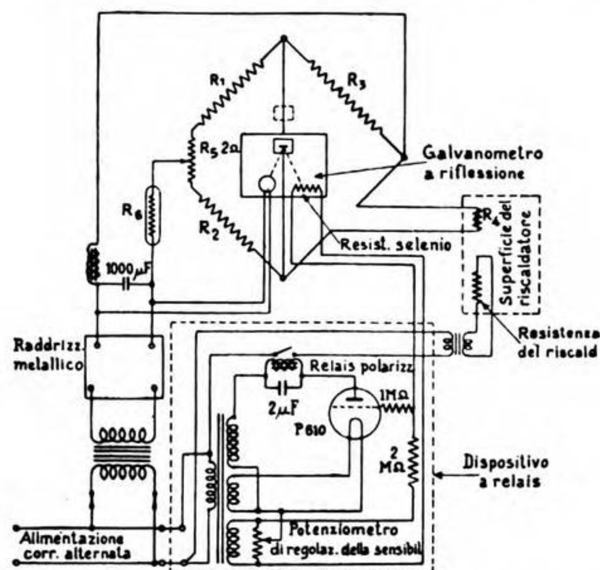


Fig. 1. — Schema del termostato con alimentazione a corrente alternata.

destinato. Una sensibilità assai maggiore si potrebbe ottenere usando un galvanometro più sensibile o un altro sistema di amplificazione. Un apparecchio come in fig. 1 funzionò ininterrottamente per sei mesi al « Dollis Hill Radio Laboratory », dopo di che sorsero difficoltà, dovute ad una alterazione della superficie fotosensibile. Celle fotoelettriche di tipo diverso da quelle al selenio non furono sperimentate, benchè sotto molti aspetti siano forse preferibili. *F. Ma.*

--- CRONACA TECNICA ---

ACUSTICA DELLE COSTRUZIONI.

Una recente pubblicazione dell'« U. S. Rubber Flooring Institute », di Providence, (riassunta in *Edilizia Moderna* di ottobre 1932) contiene i risultati di interessanti esperienze sull'**afonicità dei pavimenti** costituiti da materiali diversi. E' noto, che esperienze di carattere fisiologico hanno dimostrato la dannosa influenza esercitata dai rumori, specie se intensi e persistenti, sul rendimento del personale di determinate industrie. A titolo d'esempio da un recente rapporto del « Department of Labor » degli S. U. d'A., relativo ad una serie di osservazioni compiute in una grande centrale telefonica manuale, risulta che una riduzione del 30 % nell'intensità e nella frequenza dei rumori ebbe per conseguenza di ridurre del 42 % gli errori di trasmissione e del 36 % il costo unitario delle comunicazioni.

Le esperienze di cui diamo cenno hanno dimostrato che il rumore prodotto da un uomo, che cammini con passo alquanto pesante su un pavimento di tavolette di rovere, calzando scarpe a tacco di cuoio, è circa 73 volte più intenso di quello ch'egli produrrebbe camminando su un pavimento di gomma. Lo stesso rapporto nel caso di una signorina che cammini con leggeri scarpini a tacco alto è all'incirca di 35, se si passa da un pavimento di marmo ad uno di gomma.

Misure accurate dell'intensità dell'effetto acustico prodotto dalla caduta di una sfera d'acciaio (in condizioni ben determinate e sempre esattamente riprodotte) su diversi tipi di pavimento hanno dato i seguenti risultati relativi:

Legno di rovere	100
Travertino	72,6
Marmo	47,4
Granito	12,3
Cemento	10,5
Piastrella di asfalto	8,2
Linoleum unito	2,74
Linoleum ad intarsio	1,82
Piastrella di gomma	1,37.

Di.

IMPIANTI E ACCESSORI TELEFONICI.

Una rassegna di **perfezionamenti nelle centrali telefoniche,** automatiche e manuali, introdotti negli ultimi anni in Inghilterra, viene iniziata da A. Hogbin nel *P.O.E.E.J.* di aprile 1932. Per ognuno di essi è brevemente illustrato lo scopo e descritto lo schema di attuazione.

1°) Per evitare, che gli abbonati tengano occupate inutilmente le linee, il circuito direttore è stato modificato in modo, che il segnale di numero non ottenibile sia inviato all'abbonato chiamante da 30 a 60 secondi dopo che egli ha composto la prima cifra sul disco combinatore, cioè 30-60 secondi dopo che il circuito direttore è stato scelto.

2°) Nelle centrali telefoniche a batteria centrale, l'equipaggiamento del circuito d'abbonato è stato studiato in modo da poter rispondere alle chiamate « susseguenti » senza bisogno di un duplicato di avvisatore e di jack. Se una nuova chiamata arriva non appena l'abbonato è libero da una chiamata precedente, ma quando ancora la spina è nel jack, la lampada di chiamata si accende e l'operatore per rispondere deve estrarre e poi reinfiggere la spina nel jack medesimo.

3°) Per riparare il campanello di un telefono d'abbonato è necessario aver a disposizione la corrente che lo faccia suonare. Nelle aree senza centrale direttrice, le principali centrali sono provviste di un circuito, che permette all'aggiustatore di ottenere la corrente di chiamata, semplicemente combinando uno speciale numero e rimettendo il ricevitore sul suo sostegno. *F. Ma.*

ISTITUTI - SCUOLE - ESPOSIZIONI - CONGRESSI.

Una **esposizione telefonica per i piccoli** ebbe luogo con grande successo nel gennaio 1932 all'« Imperial Institute » (Londra), come riferisce il *P.O.E.E.J.* di aprile 1932. L'esposizione comprendeva: una sezione telegrafica, due sezioni telefoniche, una per la radio, una per i cavi, e varie altre. Lo sviluppo dei diversi rami della tecnica delle comunicazioni era mostrato dai suoi primordi fino ai più moderni e perfezionati apparecchi. *F. Ma.*

LINEE E CONDUTTURE.

I cavi telefonici di maggiore potenzialità costruiti per il passato non venivano destinati a contenere più di 1800 paia di conduttori. Di fronte alla necessità di raccogliere in uno stesso cavo un maggiore numero di circuiti, vennero studiati due nuovi sistemi di fabbricazione:

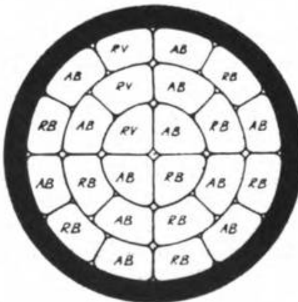


Fig. 1. — Schema della sezione del cavo a 4848 conduttori.

quello a stella e quello a trefoli. Quest'ultimo sistema si è sviluppato maggiormente e si è giunti ora, a quanto riferisce *The Elec.* del 24 giugno 1932, a costruire un **cavo a 4848 conduttori.** Tale cavo è impiegato dalla Società dei Telefoni di Bukarest.

I conduttori del diametro di 0,4 mm sono isolati con carta, ed il cavo, protetto esternamente da un tubo di piombo dello spessore di mm 3,3, presenta un diametro di 80 mm. Esso è costituito da 24 trefoli di 101 paia ciascuno, cordati insieme, colla formazione 4-8-12 trefoli nelle successive corone. La capacità mutua massima è di 0,05 μF/km.

La fig. 1 rappresenta lo schema della sezione del cavo con la indicazione dei colori delle carte di isolamento dei conduttori di ciascuna coppia in ogni trefolo: *A B* = azzurro bianco; *R B* = rosso bianco; *R V* = rosso verde. Il gruppo rosso verde si trova in ogni corona e serve come riferimento per il riconoscimento dei vari trefoli. *e. s.*

*

A quanto riferisce la rivista *E. F. D.* nel fascicolo di luglio 1932, le Amministrazioni telegrafiche del Belgio e dell'Inghilterra hanno deciso di posare un **nuovo cavo sottomarino** tra la costa inglese presso St. Margarets e la costa belga presso La Panne.

Il cavo avrà la lunghezza di 93 km e conterrà 30 bicoppie isolate con carta secca. Le bicoppie sono divise in due gruppi di 15 coppie ciascuno, separati l'uno dall'altro mediante uno schermo elettrostatico, comprendente rispettivamente i doppini di andata e ritorno dei circuiti a 4 fili, che costituiscono ciascuna comunicazione. Il cavo è protetto da doppio mantello di piombo legato con cadmio e da una armatura a fili rotondi di ferro. Esso è costituito da tratte della lunghezza di 232 m formate alternativamente da conduttori del diametro di 0,9 mm e di 1,3 mm. I fili da 0,9 mm sono circondati da una spirale di filo di ferro al silicio del diametro di 0,2 mm, mentre i fili da 1,3 mm sono nudi.

Questo nuovo tipo di cavo può assimilarsi ad un cavo a bobine Pupin a piccola induttanza, costituite dai tratti krarupizzati, regolarmente spaziate di 232 m. La costruzione risulta più facile e sicura che non quella con bobine concentrate; si possono inoltre realizzare frequenze di taglio particolarmente elevate.

Le attenuazioni del nuovo cavo per le diverse frequenze sono:

	per miglio marino (1852 m)	complessivamente
per 800 hertz	0,074 neper	3,7 neper
» 1600 »	0,079 »	3,95 »
» 2400 »	0,084 »	4,2 »
» 6000 »	0,118 »	5,9 » .

L'attenuazione corrispondente alla diafonia tra i diversi circuiti a quattro fili è superiore a 10,5 neper. *e. s.*

MATERIALI.

L'**analisi quantitativa delle leghe di piombo** usate per la protezione dei cavi (è noto che con l'aggiunta di piccole quantità, generalmente meno dell'1 %, di antimonio, o cadmio, o stagno, o anche due o tre di questi metalli insieme, il piombo è meglio atto a resistere alle vibrazioni) può essere fatta con metodo spettrografico assai più rapidamente che con metodo chimico, ciò che è vantaggioso per il controllo normale della produzione. Il metodo (descritto da G. H. Metson nel *P. O. E. E. J.* del luglio 1932) consiste nel fotografare lo spettro a righe di una scintilla fatta scoccare fra elettrodi costituiti della lega in esame. Per effetto di un disco profilato secondo una spirale logaritmica, posto sul cammino del raggio luminoso davanti alla fessura dello spettrografo e fatto girare con una velocità di 300 giri al minuto, le righe dello spettro acquistano forma di cunei anzichè di barrette. Si è trovato che, per il metallo contenuto in piccola quantità nella lega, le lunghezze di questi cunei crescono con una certa legge al crescere della percentuale

del metallo stesso. Tali lunghezze vengono perciò paragonate con quelle di spettrogrammi di leghe di composizione nota, e se ne deduce con esattezza sufficiente la piccola percentuale cercata.

Praticamente, invece della vera lunghezza delle righe, si misura la differenza fra le lunghezze di una riga del piombo e di una riga dell'antimonio (o cadmio, ecc.), differenza che è proporzionale al logaritmo della percentuale di antimonio (o cadmio, ecc.) e che non risente di piccole variazioni nel modo di eseguire le prove. *F. Ma.*

TUBI ELETTRONICI.

Un **triodo smontabile da 500 kW** è stato costruito per conto del « Post Office » britannico e figurò nella recente esposizione Faradiana, come riferisce il *P.O.E.E.J.* dell'aprile 1932. Le difficoltà inerenti alla evacuazione continua di questo tipo di triodo furono evitate in seguito alla scoperta di olii a tensione di vapore così bassa da non causare perdite di vuoto.

Il sistema di pompe (a vapore d'olio) è a 4 stadi, di cui l'ultimo composto di 2 gruppi di 5 pompe ad alta velocità; esso impiega 90 minuti a fare il vuoto necessario nel tubo. Questo è saldato ad una piattaforma al disopra delle pompe, ed è composto di diverse parti cilindriche sovrapposte.

Un primo corto cilindro di porcellana di 30 cm di diametro sostiene l'anodo alto 60 cm, esternamente cilindrico ed internamente lobato con 9 petali o incavi, in corrispondenza di ognuno dei quali sta un elemento del sistema griglia-filamento. Un secondo isolatore separa l'anodo da una flangia superiore che sostiene le griglie, ed un terzo isolatore separa questa flangia dalla flangia che sostiene i filamenti e che forma il coperchio del corpo cilindrico del triodo. Il sostegno dei filamenti, che è raffreddato ad acqua (come lo è anche l'anodo), alimenta questi ultimi con corrente trifase; i filamenti possono essere facilmente sostituiti, e praticamente conviene siano spinti alle più alte temperature anche se durano poco. I giunti, che normalmente vengono rotti per smontare il tubo, sono saldati con uno speciale grasso avente proprietà simili a quelle dell'olio delle pompe.

Questo triodo fu provato su un pannello dei trasmettitori telegrafici di Rugby e si mostrò capace di ricevere una potenza all'entrata di 521 kW fornendo all'antenna un'intensità di corrente di oltre 700 A; poteva quindi sostituire 54 triodi ordinari. Tubi di questo tipo potranno trovare impiego, più che in radiotecnica, nell'industria dei forni elettrici ad alta frequenza. *F. Ma.*

-- LIBRI E PUBBLICAZIONI --

E. PERUCCA. — *Fisica generale e sperimentale*. Volume I: *Meccanica e Calore*. — Unione Tipografico-Editrice Torinese, Torino, 1932. — Un volume di 647 pagine, con 631 figure, legato in tela. — Prezzo L. 85.

E' questa la prima parte di un'opera in due volumi, di cui il secondo sarà dedicato all'Elettricità ed all'Ottica.

Ispirato ai bisogni dell'insegnamento della Fisica durante il primo biennio dei corsi d'ingegneria o, più propriamente, ai bisogni della preparazione degli ingegneri in questo ramo fondamentale dei loro studi, il trattato del prof. Perucca presenta alcuni aspetti nuovi e pregevoli. Fra di essi il più appariscente in confronto degli altri libri, meno aggiornati, ma intesi a un di presso allo stesso scopo nel campo didattico, consiste nel franco uso dello strumento analitico, ed in particolare del calcolo differenziale ed integrale. Ciò permette di evitare il lungo ed inutile algoritmo delle differenze finite, degli incrementi, dei passaggi al limite e via dicendo.

Se da un lato possono trovare in ciò qualche difficoltà i giovani del primo biennio di Ingegneria o di Scienze, che appunto in quello stesso periodo si cimentano con i corsi di Analisi matematica, v'è d'altro canto il vantaggio indiscutibile, che, per l'appunto nella immediata e frequente applicazione dei metodi dell'analisi ai problemi fisici, essi trovano la più efficace illustrazione e la più istruttiva esemplificazione della bellezza e della utilità di quelli. Ne deriva nei giovani la preparazione intellettuale e spirituale a far fiducioso ricorso allo strumento matematico anche in seguito, dinanzi ai molteplici problemi delle scienze applicate.

Questo primo volume tratta, come s'è detto, della meccanica dei corpi rigidi e dei corpi deformabili, dell'acustica, del calore. Vi è sviluppata più del consueto la meccanica, nella quale l'A, senza mai perdere di vista la parte sperimentale, ci conduce fin proprio alle soglie della meccanica razionale.

Rileviamo con piacere, anche in relazione con il carattere e con gli scopi di questa rivista, lo sviluppo notevole, nuovo certamente in confronto con la massima parte dei corsi universitari, dato all'acustica nelle sue più recenti ed interessanti applicazioni (1).

La termodinamica è svolta secondo lo schema classico di Carnot, che presenta i concetti teorici nella forma più adatta alle applicazioni tecniche; mentre un rapido cenno è dato alle teorie cinetiche e mole-

---

(1) E così ci piace l'uso del *hertz* come unità di frequenza, anche da noi seguito nella speranza di eliminare l'eccessiva varietà di simboli e di espressioni (*per/sec*, *c/s*, *p. p. s.*, ecc. ecc.) e più ancora l'errore grossolano della semplice dicitura in *periodi*, o *cicli*, o *kilocicli*, che si presta alla censura, quanto il parlare di una intensità di corrente misurata in *coulomb*.

colari dei gas ed un ultimo capitolo espone in riassunto, fino ai suoi sviluppi più recenti, la tecnica per la produzione degli alti vuoti.

Il libro ha, naturalmente, un contenuto assai più vasto di ciò, che può formare realmente oggetto di insegnamento nel primo biennio universitario. Tutte le più recenti ed importanti applicazioni e i più perfezionati ed utili metodi di misura sono esposti e descritti con sufficiente ampiezza. E accrescono pregio al volume i frequenti esempi numerici, i continui richiami alle attuazioni tecniche dei vari principi e le numerose e nitide figure, inquadrate in una veste tipografica perfetta.

L'opera supera perciò lo scopo strettamente didattico: essa offre all'ingegnere una fonte autorevole di consultazione scientifica e la guida introduttiva a tutti i rami della sua professione, che si basano sui principi fisici; allo studioso della filosofia naturale l'avviamento allo studio dei grandi trattati enciclopedici riguardanti la fisica.

Crediamo che il trattato del prof. Perucca meriti un posto particolarmente distinto nella letteratura scientifica e didattica, non soltanto nazionale, e aspettiamo con desiderio il secondo volume. *Di.*

*

F. Schröter. — *Handbuch der Bildtelegraphie und des Fernsehens.* — J. Springer, Berlin, 1932. — Un volume di 487 pagine, con 365 figure, legato. — Prezzo M. 58.

E' una di quelle opere in collaborazione frequenti nella letteratura tecnica tedesca anche nei casi di argomenti specializzati, nei quali si esiga però, dato il carattere della materia, il contributo di competenze specifiche.

Allo Schröter, sotto la cui direzione si è svolto il lavoro di compilazione, sono dovuti i primi tre capitoli dedicati ai diversi aspetti che assume il problema dell'«analisi» delle immagini nella trasmissione. Seguono altri otto capitoli i quali riguardano successivamente: le celle fotoelettriche (F. Michelssen); i diversi mezzi usati in ricezione per la formazione e la registrazione della immagine (W. Ilberg); il problema della «sincronizzazione» (F. Biedermann); gli amplificatori (H. Lux); la trasmissione (O. Schriever) e la ricezione (H. Muth) senza fili; la trasmissione delle immagini con fili (F. Tuczek); la costituzione e l'uso degli apparati (F. Schröter e F. Banneitz).

Tutta la materia è bene aggiornata, per quanto è possibile in un campo in così rapido e continuo sviluppo; assai curata la veste tipografica, ottimo il materiale illustrativo.

*

W. L. Everitt. — *Communication Engineering.* — Mc Graw-Hill, New York a. London, 1932. — Un volume di 568 pagine, con 336 figure, legato. — Prezzo 5 dollari.

Il libro dell'Everitt, professore nell'Università di Columbus (Ohio), svolge in modo semplice e chiaro, con abbondanza di utili esempi numerici e di citazioni bibliografiche, la teoria dei fenomeni utilizzati nelle comunicazioni elettriche, con riferimento costante alle applicazioni pratiche della telefonia e della radiotecnica.

I numerosi argomenti trattati, ordinati complessivamente in ventun capitoli, sono classificati essenzialmente in relazione al tipo di

impedenze costituenti i circuiti ed in particolare i quadripoli considerati; precisamente, dopo tre capitoli introduttivi sulla teoria generale dei circuiti di corrente alternata a regime, vengono studiati dapprima i sistemi contenenti impedenze lineari bilaterali (linee, filtri, circuiti accoppiati ed a ponte), poi quelli con impedenze unilaterali e impedenze non lineari (raddrizzatori, amplificatori, modulatori e demodulatori, oscillatori, antenne). Nella prima parte viene esposta la teoria delle comunicazioni su filo, nella seconda è svolto lo studio dei triodi con particolare riferimento alle loro applicazioni negli amplificatori telefonici e nelle stazioni trasmittenti e riceventi della radiotecnica. Alcuni altri capitoli sono dedicati ad argomenti complementari, quali la generazione di oscillazioni persistenti, i fenomeni di radiazione, le misure.

L'opera è assai vasta ed interessante, e può riuscire assai utile agli studiosi delle comunicazioni elettriche. L'edizione è molto accurata.
S. 3.

*

R. HAWELKA u. F. EMDE. — *Vierstellige Tafeln der Kreis- und Hyperbelfunktionen, sowie ihrer Umkehrfunktionen im Komplexen.* — F. Vieweg u. Sohn, Braunschweig, 1931. — Un volume di 109 pagine, con 9 figure. — (Senza indicazione di prezzo).

Questo volume contiene le tavole a quattro decimali che permettono di calcolare i moduli e gli argomenti delle seguenti quantità complesse :

$$\begin{array}{ll} \text{sen}\,(x^L \pm i\,y)\ ,\ \text{Sen}\,(y \pm i\,x^L) \\ \cos\,(x^L \pm i\,y)\ ,\ \text{Cos}\,(y \pm i\,x^L) \end{array} \left\{ \begin{array}{l} 0{,}00 \leq x < 1{,}00 \\ 0{,}00 \leq y \leq 1{,}00 \\ 1{,}00 \geq 1/y \geq 0{,}20 \end{array} \right.$$

$$\text{tg}\,(x^L \pm i\,y)\ ,\ \text{Tg}\,(y \pm i\,x^L) \left\{ \begin{array}{l} 0{,}00 \leq x \leq 0{,}50 \\ 0{,}00 \leq y \leq 1{,}00 \\ 1{,}00 \geq 1/y \geq 0{,}20 \end{array} \right.$$

oppure, viceversa, di determinare x e y dati i moduli e gli argomenti.

Le tavole sono accompagnate da una chiara spiegazione (in tedesco, inglese e francese) circa la loro costruzione e il loro uso. Un atlante separabile dal testo contiene le figure, i grafici atti alla determinazione rapida delle quantità cercate ed alcune tavole numeriche complementari. Fra le figure sono notevoli quelle dei rilievi (plastici) delle funzioni trigonometriche ed iperboliche.

E' singolare l'impiego in queste tavole del quadrante ($\pi/2$) come unità di misura degli angoli piani. Col simbolo x^L scritto più sopra si vuol solo ricordare che, per la validità delle formule secondo i classici sviluppi in serie, l'angolo x (espresso in quadranti) deve essere moltiplicato per $\pi/2$, ossia riportato al suo valore in radianti. Si deve riconoscere che con l'uso del quadrante come unità si raggiunge un'apprezzabile semplificazione nei calcoli numerici.

Eccellente la presentazione tipografica; chiarissimi i diagrammi e le tavole.

— — — BREVETTI — — —

Sistemi generatori ed amplificatori di oscillazioni di alta frequenza.

Brevetto italiano n. 289939 (Radio Corporation of America, New York). - Patente dal 10-5-1930. - Pubblicato il 2-11-1931. - Diritto di priorità dal 16-5-1929 (J. L. Finch, J. W. Couclin).

Il ritrovato concerne un nuovo sistema, assai semplice e di facile regolazione, atto ad amplificare oscillazioni di alta frequenza, o a generarle, con grande stabilità di frequenza. Tali scopi sono raggiunti mediante dispositivi, i quali permettono il ritorno di una quota parte di energia oscillatoria, esistente nel circuito anodico di un tubo elettronico, verso il circuito di griglia di uno stadio precedente. Il ritorno avviene, secondo il ritrovato, mediante un sistema *aperiodico,* costituito da una linea di trasporto a costanti uniformemente distribuite, e così commisurato da far arrivare l'energia sul circuito di griglia colla fase esatta, occorrente per determinare l'amplificazione o la generazione.

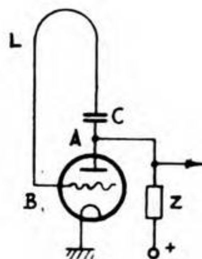


Fig. 1.

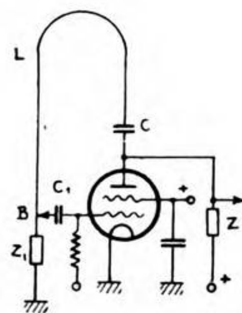


Fig. 2.

In fig. 1 è rappresentato lo schema fondamentale. Attraverso il condensatore C di blocco, la linea L stabilisce la reazione fra il circuito di placca e quello di griglia. La fase della reazione è funzione della lunghezza della linea. Se il dispositivo deve generare oscillazioni, poichè la linea è aperiodica, occorre che l'impedenza anodica Z presenti proprietà selettive, e sia ad esempio costituita da un circuito oscillante. Ad evitare che sulla linea L possano aver luogo propagazioni di energia in senso inverso, conviene, come risulta in fig. 2, connettere alla linea L l'impedenza Z_1, di valore uguale alla impedenza caratteristica della linea, mentre l'altro estremo di Z_1 si unisce al catodo: fra la griglia e la linea si dispone il condensatore di blocco C_1. L'attacco B sarà opportunamente spostabile, per

la regolazione esatta. Nel caso delle frequenze altissime, sarà opportuno impiegare tubi a griglia schermata (fig. 2).

La linea potrà stabilire la reazione fra il termine e l'inizio di una catena di più stadi disposti in cascata: basterà commisurarne adeguatamente la lunghezza.

Il dispositivo si presta pure all'amplificazione reattiva di armoniche, pur rimanendo la linea proporzionata alla frequenza fondamentale. Ad esempio, collo schema di fig. 3 si amplifica la frequenza *nf*: nel circuito anodico sono disposti in serie due circuiti oscillanti, il primo accordato sulla frequenza *nf*, il secondo sulla fondamentale *f*. In fig. 4, il circuito anodico, accordato sulla fondamen-

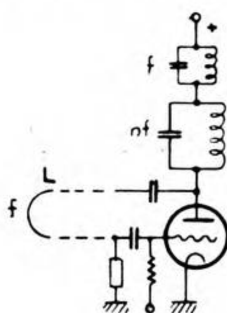


Fig. 3.

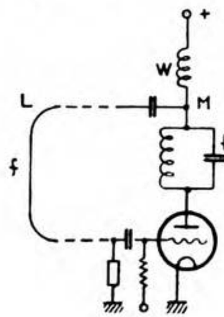


Fig. 4.

tale *f*, precede la bobina di arresto *W*; la linea di reazione *L* stabilisce una connessione fra il punto *M* e la griglia: risulta così reattivamente amplificata la seconda armonica della frequenza fondamentale.

La linea per il trasporto dell'energia di reazione può opportunamente avere una lunghezza geometrica ridotta a paragone della lunghezza elettrica; basta, secondo il ritrovato, disporla a spirale, in uno o più strati avvolti su nucleo isolante, con accorgimenti tali da non alterare l'uniformità delle costanti distribuite. Essa deve essere inoltre disposta in un ambiente mantenuto a temperatura stabile e sottratto a qualsiasi influenza elettromagnetica esterna. *M. S.*

Amplificatori di correnti fotoelettriche.

Brevetto italiano n. 292507 (Radio Corporation of America, New York). - Patente dal 3-9-1930. - Pubblicato il 21-1-1932. - Diritto di priorità dal 6-9-1929 (A. V. Bedford).

E' nota la principale difficoltà che la tecnica incontra nell'amplificare le correnti, di frequenza variabile a gamma estesissima, generate da una cellula fotoelettrica: la capacità propria della cellula, la capacità delle connessioni fra la cellula e l'amplificatore e la capacità propria interna del primo tubo elettronico amplificatore, riducono la tensione applicata alla griglia del primo tubo e la diminuzione è tanto più rilevante quanto maggiore è la frequenza. Ne segue una diminuzione di amplificazione, accompagnata da distorsione.

A controbilanciare l'effetto di tali capacità nocive, globalmente rappresentate dal condensatore C' nello schema di fig. 1, può servire

una unione atta a stabilire una reazione capacitiva fra il circuito anodico di uno degli stadi amplificatori successivi al primo (preferibilmente il secondo A_2) ed il circuito d'entrata del primo stadio A_1. La reazione è convogliata attraverso il condensatore C.

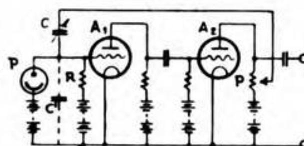


Fig. 1.

Per ottenere una regolazione ottima della reazione (agli effetti della sua intensità e della sua fase) conviene siano regolabili sia la capacità C, sia il punto d'attacco alla resistenza anodica P, disposta perciò a potenziometro. Con siffatto dispositivo è inoltre possibile aumentare grandemente la resistenza R di dispersione di griglia del primo amplificatore A_1: ne segue un notevole aumento dell'efficenza complessiva dell'amplificatore. *M. S.*

Moltiplicatori di frequenza a tubi elettronici.

Brevetto italiano n. 292709 (C. Lorenz A. G., Berlino Tempelhoff). - Patente dal 15-10-1929. - Pubblicato il 28-1-1932. - Diritto di priorità dal 9-11-1929.

Nei sistemi di radiotrasmissioni circolari multiple ad uguali lunghezze d'onda, com'è noto, la frequenza base, prodotta da una stazione pilota, viene inviata per cavo alle varie stazioni di emissione, le quali provvedono a moltiplicare la frequenza, ad amplificare la potenza e quindi ad irradiare. I noti schemi di moltiplicatori di frequenza a tubi elettronici presentano un gravissimo inconveniente: non appena l'ampiezza dell'oscillazione in arrivo varia (e le variazioni di presentano assai frequentemente per varie cause), il complesso moltiplicatore di frequenza perde di efficenza e può persino uscire di funzionamento. Infatti, se l'ampiezza della tensione oscillatoria applicata alla griglia di uno stadio di moltiplicazione di frequenza diminuisce, non solo si riduce l'ampiezza degli impulsi di corrente anodica, ma diminuisce pure la durata stessa degli impulsi: per doppia ragione il rendimento degli stadi moltiplicatori varia quindi con grandissima sensibilità in funzione dell'ampiezza della oscillazione applicata.

Il ritrovato in esame elimina l'inconveniente coi seguenti rimedi: anzitutto si regola la polarizzazione di griglia del moltiplicatore in funzione dell'intensità media della tensione oscillatoria applicata, in modo tale che nel circuito anodico si possano determinare i voluti impulsi di corrente e che il potenziale di griglia acquisti valori positivi per una frazione di ciascun periodo. Ciò posto, alla polarizzazione base di griglia si aggiunge una tensione supplementare continua, determinata dal valor medio della corrente di griglia, la cui entità varia in funzione dell'ampiezza della tensione oscillatoria applicata all'entrata.

In fig. 1 è rappresentato il dispositivo, che permette di attuare tali concetti. Le induttanze L_1, L_2 possono essere accoppiate in modo

da costituire un trasformatore a forte dispersione magnetica: la corrente media di griglia, variabile come si è detto sopra, produce variazioni nella dispersione del trasformatore, così da determinare una autocompensazione nell'ampiezza della tensione oscillatoria agente sulla griglia. Inoltre si possono inserire nel circuito di alimentazione di griglia, ed all'occorrenza anche in quello di placca, le resistenze

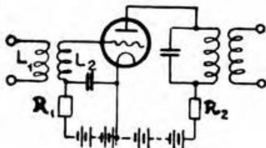


Fig. 1.

R_1, R_2, le quali creano cadute di tensione proporzionali al valor medio delle correnti che le attraversano: il punto caratteristico di lavoro del tubo elettronico si sposta allora in modo da determinare una automatica compensazione delle variazioni della tensione oscillatoria applicata all'ingresso dello stadio. *M. S.*

Isolante per cavo sottomarino.

Brevetto italiano n. 292837 (Felten & Guilleaume Carlswerk A. G., Colonia). - Patente dal 4-9-1930. - Pubblicato il 2-2-1932. - Diritto di priorità dal 23-9-1929.

Secondo il ritrovato, viene proposto per la fabbricazione dei cavi sottomarini l'impiego di un nuovo tipo di isolante, il *caucciù idrato*, il quale, oltre a possedere buone caratteristiche elettriche e meccaniche, presenta il vantaggio di un alto grado di conservazione.

Il caucciù idrato ha le proprietà elettriche seguenti: costante dielettrica $\epsilon = 2{,}54$, resistività $6{,}5 \cdot 10^{13}$ ohm·cm, tangente dell'angolo di perdita dielettrica $\tan\delta = 0{,}7 \cdot 10^{-3}$ alle correnti di pulsazione $\omega = 5000$. Le perdite risultano dunque di gran lunga inferiori a quelle della guttaperca, per la quale $\tan\delta = 17{,}8 \cdot 10^{-3}$, e molto inferiori a quelle della balata e del caucciù disazotato, per le quali $\tan\delta = 9{,}25 \cdot 10^{-3}$. *M. S.*

Cavo a forte attenuazione.

Brevetto italiano n. 292745 (Siemens Schuckertwerke A. G., Berlino Siemensstadt). - Patente dal 29-9-1930. - Pubblicato il 30-1-1932. - Diritto di priorità dal 14-2-1930.

E' noto, come i cavi normali vengano costruiti con costanti di attenuazione relativamente basse, allo scopo di contenere entro limiti economici i dispositivi, i quali provvedono a rendere alta la costante di attenuazione diafonica: i limiti massimi attuali sono ad esempio di 8 neper per l'attenuazione, quando si vuole che la diafonia non scenda sotto 15 neper.

Il ritrovato prevede ora, per circuiti a quattro fili, l'impiego di cavi, più economici, la cui attenuazione può essere superiore ad 8 neper. Per evitare che con ciò crescano gli effetti di diafonia, verso le stazioni terminali, corredate naturalmente di adatti amplificatori, il cavo viene ramificato in due cavi distinti. Questi ultimi contengono tanti circuiti, quanti il cavo principale, ma ciascuno di essi

serve solo per le comunicazioni in uno dei due sensi. La lunghezza e la distanza di posa dei cavi parziali deve essere tale da assicurare una attenuazione totale di diafonia sufficientemente alta.

Ad esempio nel caso di un cavo lungo 2000 km, con attenuazione 13,5 neper, le sezioni terminali separate potranno avere una lunghezza di circa 300 km: la attenuazione di diafonia, che nella parte centrale completa del cavo potrà valere 14 neper, salirà fra i terminali al valore assai soddisfacente di 20 neper. *M. S.*

Eliminazione dei disturbi di diafonia nei cavi.

Brevetto italiano n. 293706 (Siemens & Halske A. G., Berlino Siemensstadt). - Patente dal 5-11-1930. - Pubblicato il 29-2-1932. - Diritto di priorità dall'8-11-1929.

Il brevetto concerne un nuovo sistema di equilibramento, il quale, a paragone di quelli finora noti, consente di conseguire i seguenti vantaggi: massima riduzione dei disturbi di diafonia, minimo numero di misure da eseguire sul cavo posato per effettuarne il bilanciamento, facilità di individuare i conduttori in qualsiasi punto del cavo, preordinamento delle operazioni di bilanciamento, massima economia.

Il procedimento è compendiato nel seguente concetto: rendere minima la lunghezza del tratto, lungo il quale risultano vicini i conduttori di due determinati gruppi di conduttori formanti una coppia od una bicoppia. A tale scopo i gruppi di conduttori vengono sistematicamente incrociati cogli altri, in corrispondenza di ogni unione tra i tronchi del cavo, così che ogni gruppo prenda tutte le possibili posizioni rispetto agli altri. Ciascun gruppo risentirà di conseguenza uniformemente le diafonie prodotte da tutti gli altri e perciò il disturbo di diafonia si ridurrà ad un rumore indistinto. I singoli conduttori di ciascun gruppo vengono a loro volta incrociati in corrispondenza di ogni unione dei tronchi del cavo e, per ogni sezione, esattamente bilanciati con capacità aggiuntive. *M. S.*

Sistema di modulazione.

Brevetto italiano n. 293878 (C. Lorenz A. G., Berlino Tempelhoff). - Patente dal 8-11-1930. - Pubblicato il 5-3-1932.

I trasmettitori radiofonici vengono normalmente regolati così che l'onda portante emessa corrisponda al punto di mezzo *C* del tratto rettilineo della caratteristica di modulazione, come risulta in fig. 1; vengono ridotte al minimo le distorsioni, quando, acquistando la modulazione il suo valor massimo, le correnti di antenna interessano il tratto *A B* della caratteristica. Tale sistema si dimostra poco razionale: negli istanti in cui la modulazione ha valori piccoli o, peggio, quando essa è nulla, l'onda portante viene ugualmente trasmessa colla sua intensità normale, e ciò importa uno spreco di energia da parte del trasmettitore.

Si propone, secondo il ritrovato, di regolare l'ampiezza dell'onda portante in funzione della intensità della modulazione, così che, sulla caratteristica, il punto base di funzionamento si sposti da *D* a *C*, man mano che la modulazione varia da zero al suo valor massimo. Il ritrovato si propone naturalmente di rendere automatica la regolazione.

Il procedimento è applicabile sia ai trasmettitori modulati sul circuito dell'antenna mediante bobine a nucleo, sia ai trasmettitori, dotati di oscillatore pilota e di successivi stadi di amplificazione, in cui

la modulazione venga effettuata sullo stadio di potenza. In fig. 2 riportiamo uno schema relativo a quest'ultimo caso: per il primo tipo di trasmettitore, il circuito si presenta del tutto analogo.

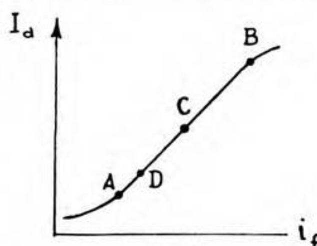


Fig. 1.

Nel circuito di griglia dello stadio *V* amplificatore di potenza vengono riportate rispettivamente in T_1 e T_2 le oscillazioni di alta frequenza, prodotte dal pilota, e quelle di bassa frequenza, preventivamente amplificate in *A*. Le medesime correnti di bassa frequenza

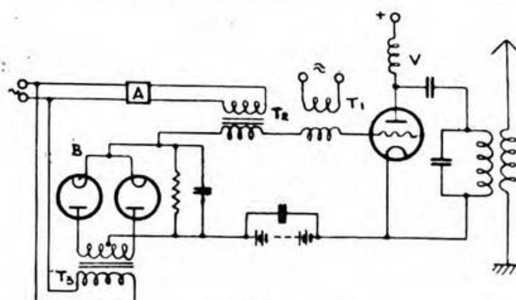


Fig. 2.

vengono in parte derivate all'entrata e, per tramite del trasformatore T_3, comandano un circuito *B* di raddrizzamento. Quest'ultimo fornisce alla griglia dello stadio *V* una tensione suppletiva, variabile in funzione dell'intensità delle correnti di modulazione. Di conseguenza il punto caratteristico di funzionamento del tubo elettronico dello stadio di potenza si sposterà automaticamente facendo variare l'intensità dell'onda portante. *M. S.*

Aerei direttivi.

Brevetto italiano n. 293884 (Radio Corporation of America, New York). - Patente dal 5-11-1930. - Pubblicato il 5-3-1932. - Diritto di priorità dal 19-2-1930 (Philip Staats Carter).

E' noto come un filo teso, sede di onde stazionarie e lungo un numero intero di mezze lunghezze d'onda, generi un irradiamento direttivo di energia. Il diagramma spaziale di direttività risulta composto di un irradiamento principale accompagnato da irradiamenti secondari: i singoli irradiamenti sono contenuti in coni circolari cavi i cui assi di simmetria coincidono tutti col filo irradiante. L'irradia-

mento massimo ha luogo secondo tutte le direzioni formanti col filo irradiante un angolo α, abbastanza bene determinato dalla formula empirica :

$$\alpha = 50{,}9\ (l/\lambda)^{-0{,}513}$$

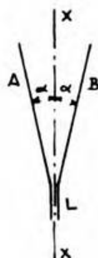


Fig. 1.

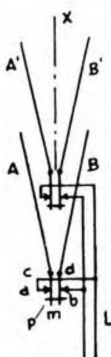


Fig. 2.



Fig. 3.



Fig. 4.

dove λ vale la lunghezza d'onda, *l* la lunghezza del filo ed α l'angolo espresso in gradi.

Si può ora, secondo l'invenzione, accentuare moltissimo la direttività dell'irradiamento, disponendo due fili *A* , *B* (fig. 1) in forma di V per modo che l'angolo racchiuso valga 2 α, essendo α l'angolo so-

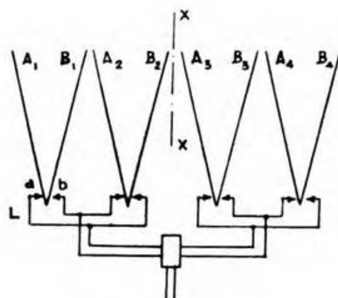


Fig. 5.

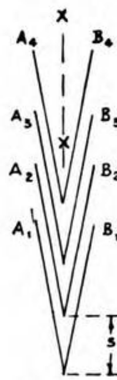


Fig. 6.

pra determinato. Gli irradiamenti principali, dovuti singolarmente ai due fili, vengono a sovrapporsi nella direzione *XX*, bisettrice dell'angolo 2 α, purchè i due fili abbiano uguali lunghezze e siano sede di onde stazionarie di ugual frequenza e di fase opposta.

L'irradiamento, così ottenuto, è però diretto secondo i due sensi della direzione *X X*; lo si può rendere unilaterale aggiungendo al primitivo sistema dei due fili *A* , *B* un secondo sistema di fili *A'* , *B'*

(fig. 2) uguale, ma spostato, secondo la direzione *X X*, di un numero dispari di quarti d'onda. Il secondo sistema sarà elettricamente isolato, oppure alimentato con correnti di uguale ampiezza, ma sfasate di 90° rispetto a quelle dei due fili *A* , *B*. Tale secondo sistema, ad azione riflettente, può anche essere disposto a losanga diretta (fig. 3) od incrociata (fig. 4).

Il sistema può essere reso più efficace combinando molti elementi affiancati (fig. 5), alimentati in parallelo, oppure disponendo elementi successivi (fig. 6), alimentati con correnti via via sfasate di un angolo pari a $2\,s/\lambda$, dove *s* è la misura dello scostamento fra due consecutivi elementi, nella direzione dell'irradiamento principale.

I fili di siffatti sistemi sono preferibilmente disposti, per ovvie ragioni di semplicità costruttiva, in un piano orizzontale. Per rendere più accentuata la direttività nel piano verticale, avente l'asse *XX* per traccia, o per modificare a piacere l'angolo zenitale dell'irradiamento

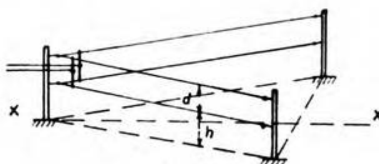


Fig. 7.

massimo, basta disporre vari ordini paralleli di uguali irradiatori, distanziati in altezza, (fig. 7) ed alimentarli in esatta concordanza di fase. Conviene in pratica, che l'intervallo verticale *d* e l'altezza *h* da terra del filo più basso valgano almeno mezza lunghezza d'onda.

L'alimentazione può essere diretta (fig. 1), per collegamento dei fili *A* , *B* con la linea *L* di trasporto dell'energia. E' tuttavia preferibile unire direttamente i due fili a V (fig. 5) alimentandoli nei punti *a* , *b* regolabili; oppure, ancora meglio, connettere la linea *L* (fig. 2), nei punti *a* , *b* regolabili, alla maglia *m*, costituita da due fili vicini e paralleli partenti dalle estremità *c* , *d* dei due fili irradianti *A* , *B*; la maglia *m* è a sua volta chiusa in corto circuito da un ponticello spostabile *p*. Si ottengono così assai facilmente sia l'esatta sintonizzazione del complesso irradiante, sia il proporzionamento fra l'impedenza caratteristica della linea e la resistenza totale del sistema irradiante; si evita pertanto la formazione di onde stazionarie lungo la linea.

Le antenne descritte possono naturalmente essere usate sia in trasmissione, sia in ricezione. *M. S.*

Circuiti per alta frequenza.

Brevetto italiano n. 294377 (Marconi W. T. Co. Ltd., Londra). - Patente dal 29-12-1930. - Pubblicato il 21-3-1932. - Diritto di priorità dal 19-2-1930 (Marconi Co. e F. C. Lunnon).

L'invenzione ha per oggetto un perfezionamento nei circuiti di amplificazione e di generazione di alta frequenza. Secondo il ben noto schema rappresentato in fig. 1, dove *A* è uno stadio oscillatore e *B* uno stadio amplificatore neutralizzato (o, come taluno dice, neutrodinizzato), le induttanze L_1 , L_2 dei circuiti oscillanti anodici sono munite di prese di tensione. Più precisamente le prese *b* , *e* stabiliscono

il potenziale di base, le prese *a* , *d* determinano le tensioni applicate agli stadi consecutivi, ed infine le prese *c* , *f* determinano le tensioni di reazione, atte a mantenere in oscillazione lo stadio *A* ed a neutralizzare lo stadio *B*. Stabiliti i valori ottimi delle tensioni, e quindi le posizioni delle prese, è opportuno che i rapporti tra quelle tensioni non varino mentre i circuiti oscillanti devono potersi adattare ad una gamma assai estesa di frequenze. In pratica però, quando i rapporti

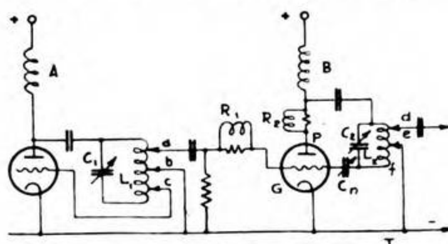


Fig. 1.

C_1/L_1 e C_2/L_2 divengono troppo grandi, si è costretti a cambiare le induttanze L_1 ed L_2 per non diminuire eccessivamente il rendimento degli stadi : conseguentemente occorre rifare le regolazioni delle varie prese di tensione.

L'inconveniente viene del tutto eliminato applicando le prese di tensione a potenziometri capacitivi K_1 , K_2 derivati sui circuiti oscillanti, come è rappresentato in fig. 2.

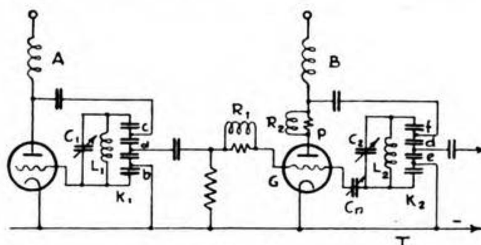


Fig. 2.

Tale ritrovato costituisce pure un notevole miglioramento dei circuiti nei riguardi delle oscillazioni parassite. Infatti le oscillazioni parassite, determinate sopratutto dalla presenza della capacità interna placca-griglia dei tubi elettronici, seguono (fig. 1) le vie : G - P - R_2 - e, G - R_1 - a - b - T - e, G - C_n - f - e ; perciò possono essere smorzate dai noti dispositivi antiparassiti R_1 , R_2. Pur tuttavia, quando le capacità C_1 , C_2 siano portate a valori molto piccoli, dell'ordine della capacità interna placca-griglia dei tubi elettronici, le oscillazioni parassite acquistano una frequenza assai prossima a quella utile di lavoro del complesso, e i dispositivi antiparassiti R_1 , R_2 smorzano quindi notevolmente anche la corrente a frequenza utile. E' ovvio che tale grave inconveniente viene del tutto eliminato mediante i potenziometri capacitivi, per i quali, sulle vie delle correnti parassite, alle induttanze si sostituiscono le capacità. *M. S.*

Sistema di compensazione di cavi sottomarini.

Brevetto italiano n. 294392 (Siemens Schuckertwerke A. G., Berlino Siemensstadt). - Patente dal 17-11-1930. - Pubblicato il 22-3-1932. - Diritto di priorità dal 19-12-1929.

La recente costruzione di manicotti adatti per contenere le bobine di pupinizzazione dei cavi sottomarini, offre, secondo il ritrovato, la possibilità di applicare altresì ai cavi sottomarini i noti dispositivi in uso sui cavi terrestri per l'equilibramento delle costanti dei conduttori.

Detti dispositivi, costituiti da aggruppamenti di capacità, ed eventualmente di resistenze e di autoinduzioni, potranno essere contenuti nei manicotti, perfettamente flessibili, impermeabili e protetti contro gli schiacciamenti dovuti alla pressione subacquea. I manicotti possono essere costruiti in modo da renderne facile l'apertura e da agevolare le operazioni di variazioni di equilibramento, necessarie, ad esempio, in conseguenza di qualche riparazione del cavo. *M. S.*

Sistema di radiotrasmissioni multiple.

Brevetto italiano n. 294429 (Telefunken G. f. d. T., Berlino). - Patente dal 29-12-1930. - Pubblicato il 22-3-1932. - Diritto di priorità dal 3-1-1930.

Nei noti sistemi multipli di trasmissione, convogliando ciascuna delle n trasmissioni su n distinti canali della gamma totale di frequenza assegnata al radiotrasmettitore, si ha il grave inconveniente, che la potenza relativa a ciascun canale vale P/n^2, essendo P la potenza totale del trasmettitore: l'efficenza complessiva del trasmettitore si riduce perciò alla ennesima parte.

A togliere l'inconveniente provvede il nuovo sistema che ora esponiamo, riferendoci per semplicità a due sole trasmissioni: sono ovvie le varianti da introdurre per i casi più complessi. Il sistema è applicabile alle trasmissioni telegrafiche per pausa e pieno segnale, ed in particolare anche alle trasmissioni di immagini a bianco-nero.

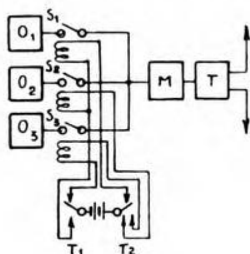


Fig. 1.

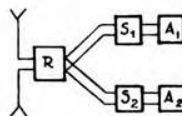


Fig. 2.

Effettuando contemporaneamente due trasmissioni, quattro sono le combinazioni possibili in gioco: 1) ambedue le trasmissioni fanno pausa; 2) ambedue emettono segnale; 3) e 4) una trasmissione emette segnale mentre l'altra è a riposo. Ciò posto, il principio dell'invenzione è il seguente: si emettono, con segnali modulati in ampiezza oppure in frequenza, le varie combinazioni ora enumerate, anzichè le singole trasmissioni vere e proprie. Ad una delle combinazioni, e

preferibilmente alla prima, si può far corrispondere una modulazione nulla (emissione di onda portante pura); alla seconda, terza e quarta combinazione si faranno corrispondere le trasmissioni modulate, in ampiezza o in frequenza, colle pulsazioni diverse ω_1, ω_2, ω_3, acustiche od ultra-acustiche.

Ad esempio, in fig. 1, gli oscillatori O_1, O_2, O_3 producono le pulsazioni ω_1, ω_2, ω_3 per la modulazione in ampiezza, le quali modulano il trasmettitore T, per tramite del modulatore M. I tasti T_1, T_2, su cui si manipolano le due contemporanee trasmissioni, comandano, attraverso i selettori S_1, S_2, S_3, a relais meccanici oppure a tubi termoionici, le immissioni delle pulsazioni ω_1, ω_2, ω_3 nel modulatore M. Si può anche variare la frequenza di un unico oscillatore provocando l'inserzione sul circuito oscillante di vari gruppi di capacità, oppure variando, con magnetizzazioni supplementari a corrente continua, la permeabilità di un nucleo, su cui è avvolta la bobina di autoinduzione del circuito oscillante.

Alla ricezione (fig. 2), i segnali ottenuti all'uscita del ricevitore R. vengono filtrati nei selettori S_1, S_2: il primo permette il passaggio delle correnti a pulsazione ω_1, ω_2, mentre blocca le correnti di pulsazione ω_3; il secondo si lascia attraversare dalle correnti di pulsazione ω_2, ω_3, ma non da quelle di pulsazione ω_1. Le apparecchiature A_1, A_2 terminali funzioneranno dunque in conformità delle manipolazioni effettuate dai tasti di trasmissione T_1, T_2, e provvederanno a fornire all'uscita correnti di intensità costanti. *M. S.*

Sistema di antenne direttive.

Brevetto italiano n. 294640 (Standard Elettrica Italiana, Milano). - Patente dal 10-10-1930. - Pubblicato il 31-3-1932. - Diritto di priorità dal 11-10-1929 (E. Bruce).

Il ritrovato concerne un nuovo sistema di antenne direttive trasmittenti o riceventi, particolarmente semplice ed economico, facilmente regolabile nella sua direttività ed utilizzabile su una vasta gamma di lunghezze d'onda. Nell'impiego in ricezione il sistema si



Fig. 1.

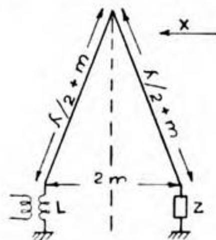


Fig. 2.

presenta particolarmente atto a ridurre i parassiti e l'effetto di evanescenza (*fading*).

L'elemento base del nuovo sistema è costituito da un filo inclinato (fig. 1), la cui lunghezza vale mezza onda aumentata della quantità m, pari alla proiezione del filo sulla direzione X di propagazione dell'onda, come in figura. Un'estremità del filo è unita a terra attra-

verso l'induttanza *L*, accoppiata alla linea di trasporto dell'energia. Considerando il sistema come ricevente, si ricava che esso ha maggiore efficacia di quello costituito da un semplice filo verticale, lungo mezza onda. Il nuovo sistema, a differenza dell'altro, presenta inoltre proprietà direttive.

L'antenna può essere resa più efficace unendo due fili (fig. 2), così da formare un V rovesciato, disposto nel piano verticale contenente la direzione *X* di propagazione dell'onda. Un'estremità è accoppiata nel solito modo alla linea di trasporto, l'altra può essere iso-

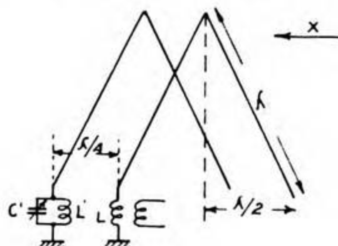


Fig. 3.

lata, oppure messa a terra attraverso un'impedenza *Z* opportunamente regolata, a seconda che si desideri ottenere una direttività bidirezionale, oppure unidirezionale.

Un altro sistema a direttività unidirezionale si ottiene disponendo due V rovesciati identici nello stesso piano, scostati di un numero dispari di quarti d'onda nella direzione *X* di propagazione (fig. 3).

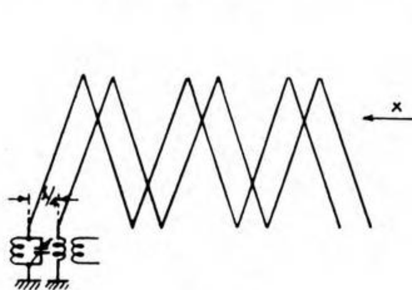




Fig. 4. Fig. 5.

Uno dei V è accoppiato alla linea, l'altro V è, dalla stessa parte, messo a terra, attraverso un circuito oscillante sintonizzabile *C' L'*. Le altre estremità dei V rimangono isolate.

Si possono ideare sistemi ad elementi multipli, a direttività acutissima, disposti in serie nel piano verticale contenente la direzione *X* di propagazione (fig. 4), oppure disposti in parallelo ed affiancati in piani verticali paralleli alla direzione medesima (fig. 5).

Nel caso dell'elemento semplice a V (fig. 2), si ha un buon proporzionamento pratico, quando la lunghezza di ogni tratto di filo vale

un'onda intera, mentre la sua proiezione orizzontale corrisponde a mezza onda. Il brevetto contiene le norme di proporzionamento dei fili anche nei riguardi della direttività nel piano azimutale; esso prevede inoltre l'impiego di opportuni sistemi meccanici atti a far variare sia il piano di orientazione dell'elemento a V, sia l'angolo di apertura: un semplice ed unico elemento a V può quindi essere adoperato per ricevere, nelle condizioni migliori, anche diverse stazioni, disposte in direzioni varie ed operanti su differenti lunghezze d'onda.

M. S.

Radiotrasmissioni di immagini a chiaroscuro su onde corte.

Brevetto italiano n. 294655 (Telefunken G. f. d. T., Berlino). - Patente dal 31-12-1930. - Pubblicato il 31-3-1932. - Diritto di priorità dal 4-1-1930.

Il ritrovato in oggetto risolve l'estrema difficoltà incontrata finora nelle radiotrasmissioni d'immagini a chiaroscuro (a intensità variabile) su onda corta. I metodi finora noti davano cattivi risultati a causa dei fenomeni di evanescenza (*fading*) e di diffusione dei segnali. Secondo

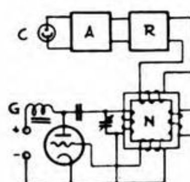


Fig. 1.

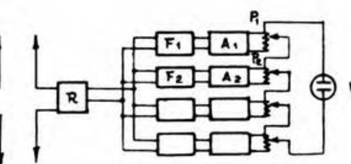


Fig. 2.

il ritrovato vengono sfruttati, continuatamente o interpolatamente, più canali della gamma di frequenze assegnata al radiotrasmettitore.

Ad esempio (fig. 1) le correnti fotoelettriche, costituite dalla frequenza portante modulata dagli impulsi fotoelettrici generati dalla cellula fotoelettrica *C*, vengono amplificate in *A* e rettificate in *R*. Si ottiene in definitiva una corrente unidirezionale la cui intensità è fun-

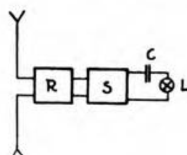


Fig. 3.

zione del flusso luminoso che colpisce la cellula fotoelettrica. Tale corrente fa variare con continuità la permeabilità di un nucleo *N*, su cui sono avvolte l'induttanza del circuito oscillante e l'induttanza di reazione di un oscillatore *G* a frequenza acustica od ultra-acustica. L'oscillatore produce quindi una frequenza variabile, la quale, per tramite del modulatore *M*, modula il radiotrasmettitore *T*.

Alla ricezione (fig. 2), le correnti ricavate dal ricevitore *R* vengono introdotte nei filtri selettori F_1, F_2..., disposti in parallelo, i quali filtrano frequenze via via più elevate. Le apparecchiature A_1, A_2..., agenti sotto l'influenza delle correnti ricavate dai filtri, forniscono correnti di intensità costante ai potenziometri P_1, P_2... Questi ultimi sono connessi in serie e così regolati da introdurre nel dispositivo *K* di modulazione elettro-ottica correnti variabili in funzione della frequenza di modulazione del trasmettitore. Il funzionamento di tale dispositivo è discontinuo: si ottengono tante graduazioni di intensità quanti sono i filtri impiegati.

E' anche possibile ottenere alla ricezione un funzionamento continuativo, per mezzo di un dispositivo diverso (fig. 3). Le correnti fornite dal ricevitore *R* vengono introdotte nel relais elettro-ottico *L* attraverso un condensatore *C*. L'intensità varia allora automaticamente in funzione della frequenza. Il dispositivo *S* effettua una trasposizione di frequenza, ad evitare che le frequenze più basse non riescano a mettere in funzionamento il relais *L*. *M. S.*

-- NUOVI APPARECCHI --

Ricevitore radiofonico a cambiamento di frequenza e a limitato numero di valvole.

(costruito dalla S.A.F.A.R.)

Qualsiasi apparecchio per radiodiffusione deve oggi possedere necessariamente un alto grado di selettività, poichè il continuo aumento di numero e di potenza delle stazioni trasmittenti rende sempre più difficile la ricezione non disturbata da interferenze. A questo motivo si deve il favore sempre crescente del circuito a supereterodina. Il cambiamento di frequenza si è mostrato infatti il mezzo più efficace e più semplice per ottenere la desiderata selettività; poichè

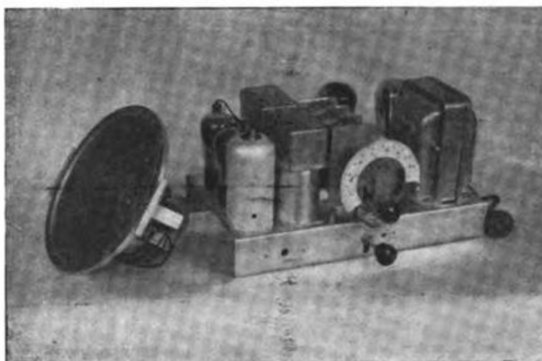


Fig. 1. — « Melode » S.A.F.A.R.

con tale sistema è relativamente agevole usare un elevato numero di circuiti accordati, il che non è possibile invece, se non a patto di speciali e complessi accorgimenti, adoperando altri dispositivi.

L'attuazione industriale del circuito era però limitata, sino a qualche tempo fa, dall'elevato numero di valvole, che, in questo tipo di ricevitore, doveva necessariamente venire adoperato. Ma negli ultimi tempi la conoscenza più completa del comportamento delle valvole schermate ed il conseguente sviluppo di nuovi circuiti hanno permesso la costruzione di apparecchi a cambiamento di frequenza con limitato numero di valvole, i quali conservano tutte le qualità peculiari del circuito a supereterodina.

Principale elemento di questo progresso è stata l'attuazione di un variatore di frequenza, composto di una sola valvola schermata,

che agisce contemporaneamente come oscillatore, modulatore ed amplificatore, ed il cui rendimento è paragonabile a quello di una valvola usata come amplificatrice diretta. L'apparecchio che qui presentiamo, costruito dalla S.A.F.A.R., (fig. 1) utilizza un variatore di

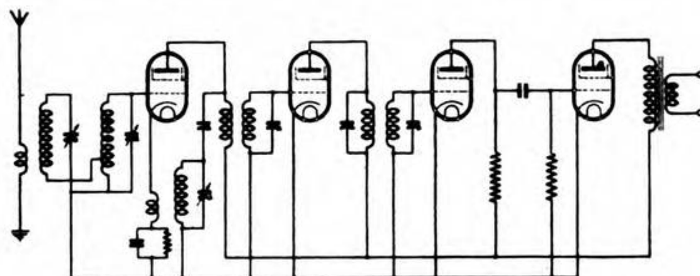


Fig. 2. — Schema di principio del « Melode » S.A.F.A.R.

frequenza di questo tipo e comprende complessivamente quattro valvole, oltre la raddrizzatrice, che serve per l'alimentazione dalla rete. Nella fig. 2 è rappresentato lo schema di principio.

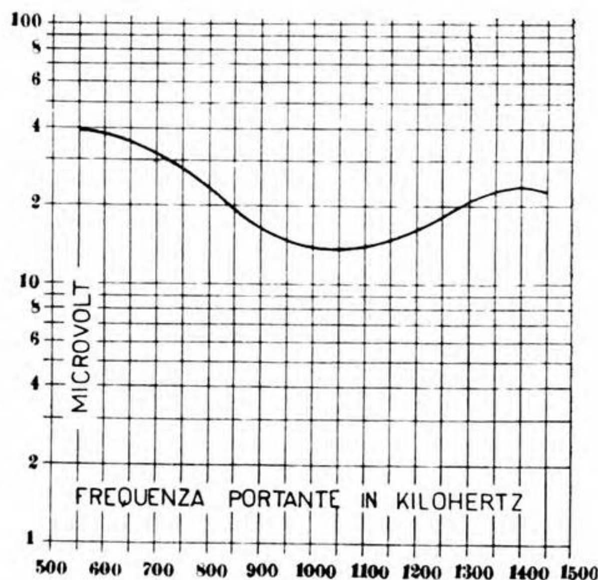


Fig. 3. — Sensibilità del « Melode » S.A.F.A.R.

La valvola variatrice di frequenza ha il circuito di griglia accordato sulla frequenza da ricevere, mentre le oscillazioni locali nascono per l'accoppiamento di due circuiti, l'uno sulla placca, l'altro sul ca-

todo. Un gruppo resistenza-capacità polarizza la griglia ad una tensione di circa — 8 volt, ottima per il funzionamento della valvola

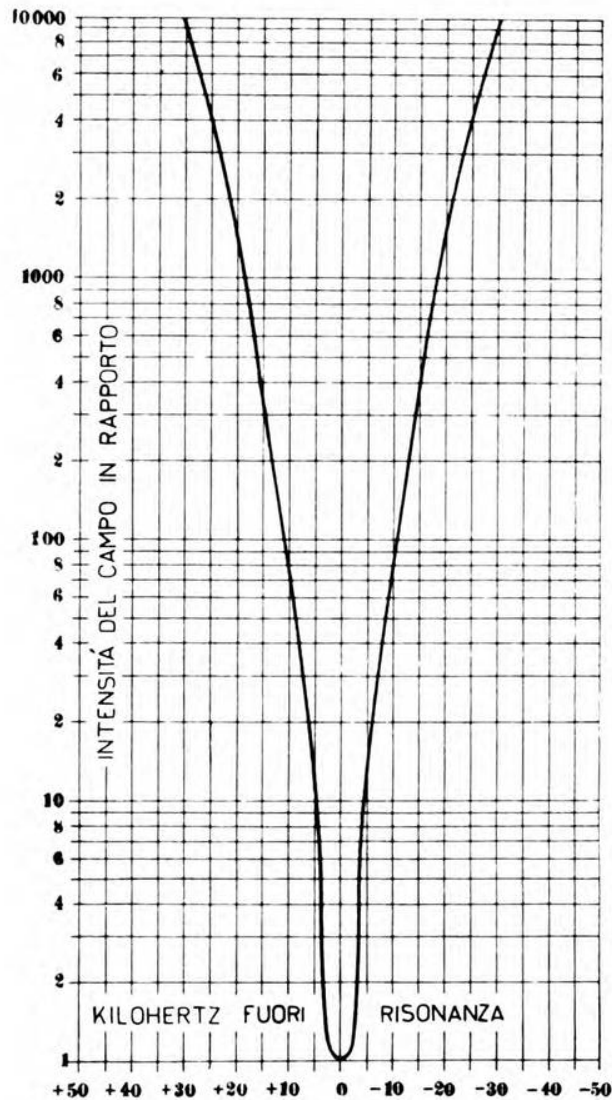


Fig. 4. — Selettività del « Melode » S.A.F.A.R.

come rivelatrice per caratteristica di placca. Con questo sistema, la griglia resta negativa per tutto il ciclo dell'oscillazione.

La rettificazione operata dalla prima valvola fa sì che le oscillazioni che essa genera siano ricchissime di armoniche: occorre quindi, in un apparecchio di questo tipo, che il circuito di entrata abbia selettività sufficiente ad eliminare completamente eventuali interferenze, dovute a battimenti di emissioni diverse, da quella che si vuole ricevere, con tali armoniche dell'oscillatore. Questo risultato è ottenuto per mezzo di due circuiti, accordati sulla frequenza da ricevere ed accoppiati fra loro in filtro di banda. Tale filtro raggiunge anche il risultato di eliminare le interferenze dovute alla « ricezione dell'immagine », inconveniente caratteristico dei circuiti a cambiamento di frequenza, che consiste nella possibilità di ricevere, in ogni posizione dell'oscillatore, una frequenza eguale sia alla somma, sia alla differenza della frequenza dell'oscillatore stesso e di quella intermedia. Il filtro riduce altresì la possibilità di emissione, da parte dell'antenna, dell'energia a radiofrequenza generata dall'oscillatore.

La frequenza intermedia è stata scelta eguale a 170 kilohertz. Poichè la valvola oscillatrice-modulatrice ha il circuito di placca e quello di griglia accordati su frequenze distanti fra loro di un valore eguale a quello della frequenza intermedia, non è possibile avvicinare queste frequenze tra di loro oltre un certo limite, dettato dalle costanti della valvola usata.

L'amplificatore a frequenza intermedia è costituito da un solo stadio, a valvola schermata con coefficiente variabile di amplificazione. I trasformatori di accoppiamento sono a primario e secondario accordati, cosicchè in complesso, tra alta e media frequenza, l'apparecchio presenta sette circuiti accordati. La valvola rivelatrice è anch'essa schermata, ed è accoppiata con circuito a resistenza-capacità al pentodo finale, che può fornire all'altoparlante elettrodinamico una potenza di 2500 milliwatt senza distorsione apprezzabile.

Si riportano due grafici, rappresentanti la sensibilità e la selettività dell'apparecchio; essi sono stati tracciati, secondo le norme dell'I.R.E., variando la tensione a radiofrequenza in entrata, in sintonia e fuori sintonia, in modo da avere in uscita una potenza costante di 50 milliwatt, misurata su di un carico costituito da una resistenza ohmica corrispondente alla resistenza interna della valvola.

Dal grafico di fig. 3 si vede che la sensibilità media assoluta è di circa 22 microvolt: dello stesso ordine cioè di un apparecchio ad amplificazione diretta ad egual numero di valvole; il che mostra come la valvola usata come oscillatrice e modulatrice contribuisca efficacemente all'amplificazione complessiva. Il grafico seguente (fig. 4) mostra che la selettività è paragonabile a quella di qualsiasi altro apparecchio a cambiamento di frequenza, anche a maggior numero di valvole.

-- INFORMAZIONI E NOTIZIE --

Concorso a premi e borse di studio indetto dal C. N. R. — Il Consiglio Nazionale delle Ricerche, Comitato per la Radiotelegrafia e le Telecomunicazioni, allo scopo di incoraggiare gli studiosi della Radio e di favorire lo sviluppo della cultura scientifica e tecnica e le ricerche nel campo delle radiocomunicazioni, determina:

E' aperto il concorso ai premi ed alle borse di studio sotto indicati:

Premi. — *a*) Premio di lire ottomila (L. 8000) al migliore lavoro inedito sul seguente tema: *Le valvole termoioniche ed il loro uso nelle radiocomunicazioni.*

b) Premio di lire cinquemila (L. 5000) al migliore lavoro inedito *a tema libero.*

c) Premio di lire cinquemila (L. 5000) alla migliore e più efficace attività di ricercatore esplicata durante l'anno XI dell'Era Fascista nei campi interessanti le radiocomunicazioni.

Al concorso possono partecipare tutti i cittadini italiani.

L'istanza di ammissione al concorso, redatta in carta bollata da L. 5 ed indirizzata al Comitato, dovrà pervenire alla Segreteria in Roma, via del Seminario n. 76, entro il 31 dicembre 1933-XII, assieme ai lavori od alla relazione dimostrativa dell'attività svolta nelle ricerche interessanti le radiocomunicazioni.

Alla domanda l'aspirante deve unire il certificato di cittadinanza italiana, quello di adempimento degli obblighi di leva e quei documenti che crederà di aggiungere nel proprio interesse, debitamente elencandoli; deve poi specificarvi:

1°) a quali premi concorra, obbligandosi a sottostare alle condizioni stabilite nel presente avviso di concorso;

2°) che il lavoro non è stato, nè sarà presentato ad altro concorso per conferimento di premi prima dell'inizio dell'anno 1934-XII;

3°) le sue complete generalità con la precisa indicazione del domicilio e del recapito per le eventuali comunicazioni del Comitato.

I lavori e le relazioni che non rechino su ciascuna pagina il nome e cognome dell'autore, saranno respinti; essi, se sono manoscritti, devono essere accompagnati almeno da due copie dattilografate.

Il Comitato non assume responsabilità per eventuali dispersioni e qualsiasi danno dei lavori inviati e si riserva il diritto di pubblicare i lavori premiati.

Il giudizio per l'assegnazione dei premi è dato inappellabilmente dalla Presidenza del Comitato, su relazione scritta di apposita Commissione nominata dal Presidente.

Ove sorgessero dubbi di interpretazione del presente avviso di concorso o si riconoscesse la necessità di modificarlo, deciderà in merito la Presidenza anzidetta.

Il pagamento dei premi sarà effettuato entro 30 giorni dall'avvenuta assegnazione.

Borse di studio. — *d*) Borsa di studio di lire quattromila (L. 4000) con obbligo di frequenza della Scuola Post-Universitaria di perfezionamento in Radiocomunicazioni presso la R. Università di Bologna.

e) Borsa di studio di lire quattromila (L. 4000), con facoltà all'aspirante di dichiarare presso quale Istituto desideri effettuare il perfezionamento nelle discipline radiotecniche, senza, peraltro, che tale facoltà infirmi il diritto della Presidenza del Comitato di designare essa stessa l'Istituto di cui sopra.

f) Borsa di studio di lire tremila (L. 3000) con la facoltà e con la condizione di cui alla precedente lettera *e*).

g) - *h*) Borsa di studio di lire tremila (L. 3000) messa a disposizione dall'E. I. A. R. e borsa di studio di lire duemila (L. 2000) messa a disposizione dalla Ditta Allocchio Bacchini e C. di Milano; con obbligo di compiere un corso di studi e di esperienze della durata di quattro mesi, presso i Laboratori dell'Ente o della Ditta offerenti.

Il concorso è per titoli e vi possono partecipare tutti i cittadini italiani.

Gli aspiranti alle borse di studio di cui alle lettere *d*) ed *e*) debbono essere laureati in ingegneria od in fisica; quelli che concorrono alla borsa di studio di cui alla lettera *f*) debbono avere il diploma di licenza da Istituto medio di secondo grado o alcuno dei corrispondenti diplomi, ai termini del R. D. 6 maggio 1923, n. 1054, oppure la licenza da Istituto di istruzione professionale di terzo grado.

Le istanze di ammissione al concorso, redatte in carta bollata da L. 5 e corredate dal certificato di cittadinanza italiana, da quello di adempimento degli obblighi di leva, dal certificato di studio con le votazioni riportate anche in ciascuna materia di profitto, dal curriculum degli studi compiuti ed eventualmente da altri titoli, pubblicazioni e documenti debitamente elencati, atti a provare la preparazione culturale del concorrente, devono pervenire alla Segreteria del Comitato, in Roma, via del Seminario 76, non oltre il 31 dicembre 1932-XI.

Nella domanda l'aspirante deve specificare a quali borse concorre, obbligandosi a sottostare alle condizioni stabilite nel presente avviso di concorso ed indicare le sue complete generalità, nonchè il domicilio ed il recapito per le eventuali comunicazioni del Comitato.

Il Comitato non assume responsabilità per eventuali dispersioni o qualsiasi danno dei titoli, pubblicazioni e documenti inviati.

Il giudizio per l'assegnazione delle borse è dato inappellabilmente dalla Presidenza del Comitato, su relazione scritta di apposita Commissione nominata dal Presidente.

Ove sorgessero dubbi di interpretazione del presente avviso di concorso o si riconoscesse la necessità di modificarlo, deciderà in merito la Presidenza anzidetta.

I corsi di studio per cui sono concesse le borse previste dalle lettere *d*) *e*) *f*) hanno la durata stabilita, per l'anno scolastico 1932-33, dagli Istituti competenti.

Le date di inizio dei corsi di cui alla lettera *g*) sono fissate dalla Presidenza, sentiti l'Ente e la Ditta interessati; è in facoltà della Presidenza stessa di assegnare entrambe le borse di cui alla lettera *g*) alla medesima persona che compia successivamente i due corsi.

Le borse di studio saranno pagate a rate mensili posticipate durante il periodo obbligatorio di frequenza dei corsi o di esecuzione delle esperienze. Il pagamento è sospeso, a giudizio della Presidenza, all'assegnatario, che senza giustificato motivo, sospenda la sua attività o non serbi buona condotta.

Roma, novembre 1932-XI. Il Presidente: G. MARCONI.

*

E.I.A.R. (Radio Milano). — Negli ultimi giorni del decorso mese di ottobre ha iniziato il suo regolare servizio la nuova stazione radiofonica di Milano. E' a circa 17 km dalla città su di un vasto terreno presso la strada provinciale da Milano a Pavia, in località

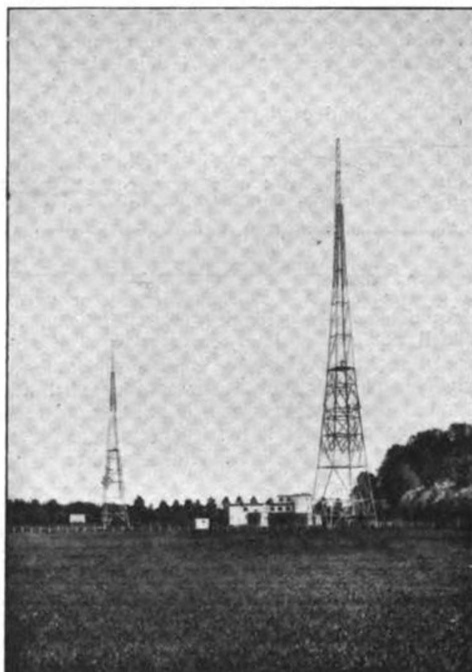


Fig. 1. — Il fabbricato, le torri a traliccio per l'antenna, la cabina di accordo.

Siziano, e trova luogo in un moderno edificio a tre piani, ove sono raccolti tutti i materiali elettrici della stazione, insieme con le abitazioni del personale (fig. 1).

L'impianto, che è stato fornito dalla R.C.A., richiede una potenza di alimentazione di circa 300 kW, che viene derivata dalla rete della locale Società Est-Ticino. Esso comprende anzi tutto due

convertitori (uno in servizio l'altro di riserva), della potenza di 300 kW, atti a convertire la frequenza da 42 a 50 hertz, com'è richiesto dai

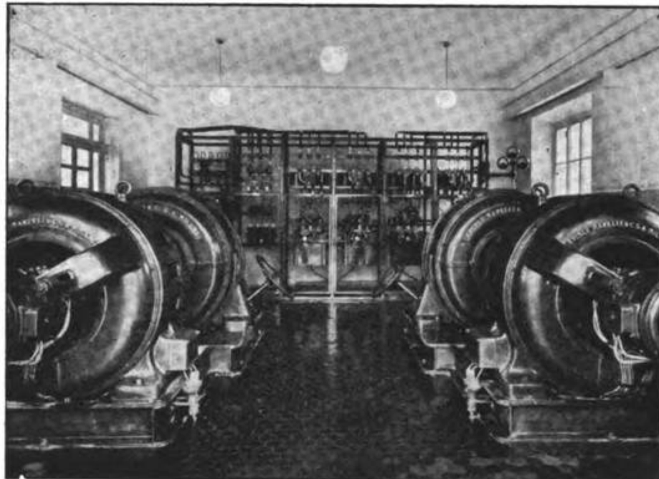


Fig. 2. — La centrale di conversione.

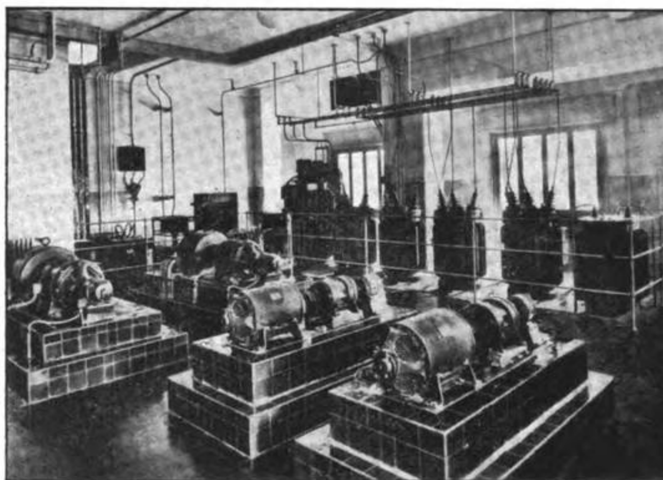


Fig. 3. — La sala delle macchine.

complessi del trasmettitore. Tutta la centrale di conversione (fig. 2) risulta di materiali forniti da Ditte nazionali. Essa è situata al piano terreno dell'edificio insieme con la sala macchine (fig. 3), ove si tro-

vano in doppio esemplare i gruppi adibiti all'alimentazione dei filamenti delle valvole ed i gruppi azionanti le dinamo destinate a fornire la tensione negativa per le griglie dei triodi di potenza. Nella sala stessa sono sistemati i trasformatori ad alta tensione, che alimentano il raddrizzatore a vapore di mercurio e a catodo caldo, il quale a sua volta provvede la tensione anodica di 18 000 V ai triodi di potenza.

Al piano superiore dell'edificio si trova la vasta sala pannelli (fig. 4), ove è raccolto tutto il materiale radioelettrico dell'impianto. Lo schema di principio (fig. 5) illustra la costituzione ed il funzionamento dell'apparato, il quale comprende anzi tutto un generatore a triodo a bassa potenza, comandato da un cristallo piezoelettrico, che permette di mantenere accuratamente costante la frequenza di lavoro della stazione (905 kilohertz, cui corrisponde una lunghezza d'onda

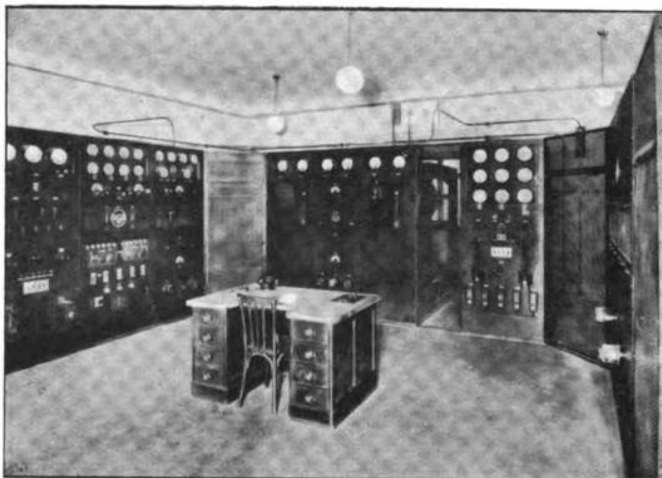


Fig. 4. — La sala dei pannelli.

di 331,4 m). Il cristallo stabilizzatore della frequenza è posto in uno speciale termostato con regolatore automatico di temperatura. Questo stadio dell'oscillatore piezoelettrico è in doppio esemplare e si trova al centro del secondo pannello (partendo da sinistra in fig. 4).

Al primo stadio oscillatore seguono due stadi amplificatori e, dopo di questi, uno stadio amplificatore a radio frequenza a valvola schermata (del tipo UX 860), che compie la funzione di separare e impedire qualsiasi azione retroattiva dei susseguenti stadi sopra l'unità oscillatrice. Si passa poi ad un successivo stadio amplificatore a radiofrequenza, che utilizza un triodo della potenza di circa 400 W, ove la potenza ad alta frequenza viene modulata col classico sistema a corrente costante mediante 2 valvole modulatrici dello stesso tipo connesse in parallelo.

Gli organi del modulatore e del modulato, costituenti queste due ultime unità, sono dimensionati in modo da permettere la modulazione delle correnti generate fino al 100 % senza distorsioni. Susseguentemente le correnti modulate ricevono un ulteriore grado di amplificazione in uno stadio ad alta frequenza equilibrato, costituito da due triodi da 10 kW raffreddati ad acqua. Dopo di ciò la potenza a radio-

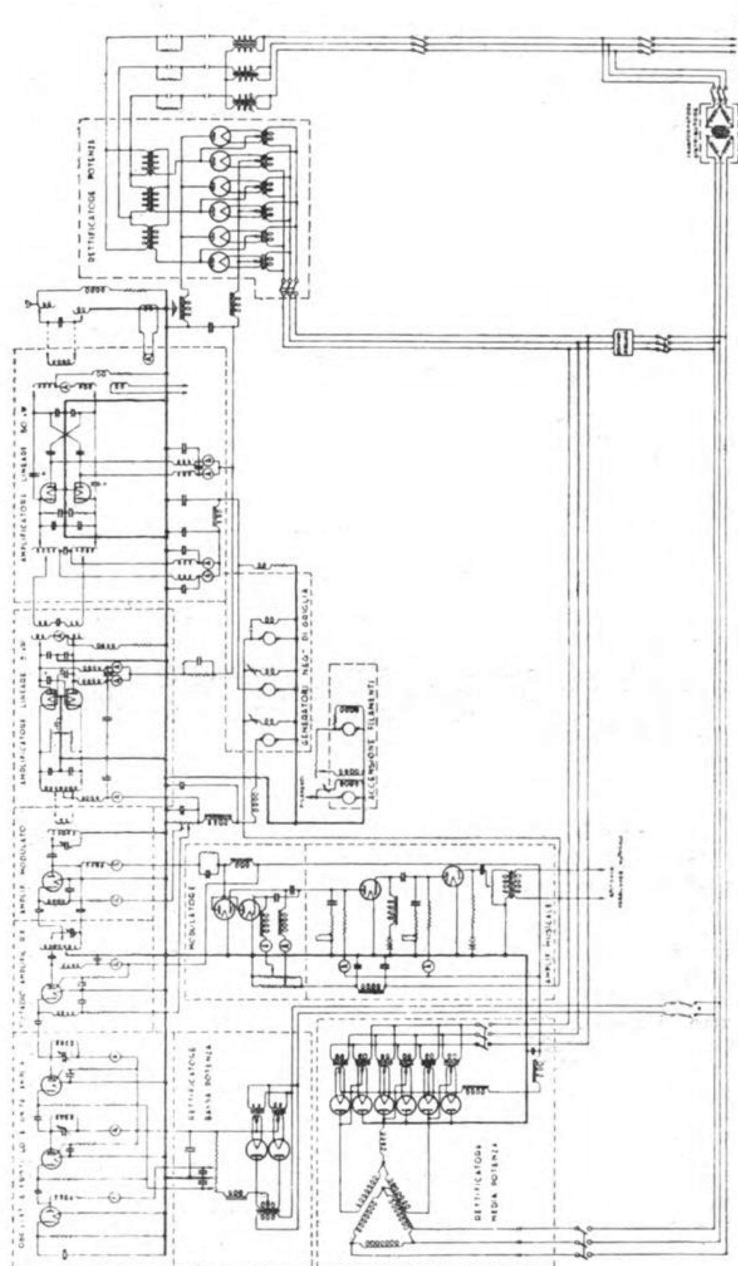


Fig. 5. — Schema di principio dell'impianto radioelettrico.

frequenza modulata subisce l'ultimo stadio di amplificazione a mezzo di uno stadio di potenza, costituito da due triodi, connessi in circuito equilibrato, che possono dissipare una potenza massima di 100 kW ciascuno. Essi rappresentano uno degli organi più caratteristici della stazione ed assorbono sotto la tensione di 33 V una corrente di filamento di circa 200 A, funzionando con una tensione anodica di 18.000 V.

Oltre al raddrizzatore per lo stadio di potenza altri due raddrizzatori, anch'essi del tipo a vapore di mercurio e a catodo caldo, servono per fornire la tensione anodica allo stadio di media potenza e all'unità oscillatrice.

Tutto il complesso è raccolto in una serie di pannelli affiancati (fig. 4), al cui centro si trova il pannello costituente lo stadio di potenza, che comprende i triodi da 100 kW. In connessione col circuito anodico dell'ultimo stadio si trova la linea di trasmissione ad alta frequenza, che, uscendo dall'edificio, perviene alla cabina di accordo (visibile al centro della fig. 1).

L'aereo è monofilare, della forma a T e sopportato da due torri in traliccio di ferro che hanno un'altezza di 100 m. Queste torri nell'intento di non produrre, con eventuali irradiazioni secondarie, anomalie alla distribuzione del campo elettromagnetico della stazione, sono sezionate mediante speciali isolatori di porcellana ad 1/3 della loro altezza. La presa di terra è costituita da un sistema di conduttori sotterrati e distribuiti con simmetria nell'area sottostante all'aereo.

L'avviamento dell'apparato è automatico e comporta numerosi organi di blocco e di protezione per evitare gli inconvenienti dovuti ad errate manovre. Al raffreddamento dei grossi triodi (da 10 e da 100 kW) si provvede con apposito impianto di circolazione di acqua distillata.

La stazione di Siziano è connessa mediante un cavo a pupinizzazione extra leggera (H 8) agli auditorii della stazione di Milano (Via Gozzadini 42), ove trovasi altresì lo sbocco dei circuiti musicali della rete nazionale, che fanno capo alla stazione di Milano. *S. B.*

*

Per l'istituzione di corsi d'insegnamento internazionali in materia di telefonia. — In tutte le branche della tecnica delle comunicazioni elettriche appare oggidì evidente la necessità di una stretta collaborazione internazionale, non più limitata a questioni tariffarie o amministrative, ma indirizzata a creare e ad organizzare dal lato tecnico e dell'esercizio una vasta rete mondiale per lo scambio di comunicazioni telefoniche e telegrafiche su fili e senza fili.

Gli enti internazionali sorti per sviluppare tale indispensabile lavoro di collaborazione — quali l'Unione telegrafica mondiale e l'Unione radio mondiale aventi sede in Berna, e particolarmente i tre Comitati consultivi internazionali per la telefonia a grande distanza (C.C.I.), per la telegrafia (C.C.I.T.) e per le radiocomunicazioni (C.C.I.R.) — già hanno dimostrato una attività particolarmente notevole, che si è manifestata, oltre che con riunioni plenarie o parziali, anche con la pubblicazione di norme, generalmente accettate e seguite dalle Amministrazioni dei vari Paesi, ed integrate da descrizioni di risultati sperimentali, di apparecchi e dispositivi di misura, di sistemazioni tecniche di vario genere.

In particolare, la feconda attività del C.C.I. dovrebbe essere ora completata, secondo una proposta di Craemer, Ebeling e Küpfmüller

(*E. F. D.*, aprile 1932), da uno scambio periodico di notizie e di informazioni sotto forma di Corsi d'insegnamento internazionali, da seguirsi sia dai membri stessi del C.C.I., sia dai tecnici delle diverse Nazioni che si occupano del traffico internazionale e sono addetti alle industrie costruttrici di materiale telefonico. Non si tratterebbe ovviamente di una scuola per principianti o per il personale di esercizio, bensì di un insieme di corsi atti a fornire a persone, che hanno incarichi di responsabilità, quegli elementi tecnici, scientifici ed organizzativi, che non siano ancora diventati patrimonio comune della cultura professionale specializzata nei diversi Paesi. Tali corsi dovrebbero svolgersi a turno nelle grandi città europee, ove hanno sede le direzioni delle amministrazioni telefoniche e le grandi industrie costruttrici, in modo da poter essere integrati da visite ed esperienze, essere di breve durata (in tutto una ventina di conferenze divise fra 3 o 4 materie per ciascuna sezione), e valersi dell'opera di tecnici e di professori universitari di nota fama, possibilmente residenti nel luogo fissato di volta in volta come sede della riunione, in modo da limitare le spese per trasferta degli insegnanti. Il campo potrebbe venir suddiviso nelle quattro sezioni seguenti : *a*) organizzazione e amministrazione, *b*) tecnica dell'esercizio, *c*) tecnica della trasmissione, *d*) influenza di correnti forti su impianti a correnti deboli e fenomeni di corrosione; tenendo presente che alcuni argomenti sarebbero trattati in comune in più di una sezione. *S. 3.*

*

Gruppo ingegneri radiotecnici, telegrafici, telefonici. — Il Comitato del Gruppo, costituitosi di recente con opportuna iniziativa in seno al Sindacato Nazionale Fascista Ingegneri, si è adunato il 3 ottobre sotto la presidenza dell'ing. Franchetti, ha preso conoscenza della costituzione già avvenuta di 11 gruppi regionali, ha ricordato la commemorazione, da esso promossa nel dicembre scorso, del primo radiosegnale lanciato da Guglielmo Marconi attraverso l'oceano, ha deliberato di collaborare, con gli enti a ciò naturalmente designati dai loro compiti, alla compilazione di un vocabolario radiotecnico, telegrafico e telefonico, ha formulato voti in favore dell'insegnamento delle nostre discipline nelle scuole medie e superiori, ha deciso di promuovere cicli di conferenze culturali, si è occupato della propaganda per interessare i giovani alla tecnica delle comunicazioni, della valorizzazione e dei progressi dell'industria nazionale nel ramo di sua competenza, ed ha voluto anche cortesemente rivolgere « uno speciale saluto ed un vivo encomio » alla nostra rivista, deliberando di far propaganda per la sua maggiore diffusione. *Re.*

*

Corsi magistrali di radiotecnica per insegnanti delle Scuole industriali. — Durante il mese di settembre si è svolto in Roma presso l'Istituto militare di radiotelegrafia, diretto dal prof. G. Vanni, il quarto Corso di radiotecnica per direttori e professori di Istituti medi industriali. Tale corso è stato istituito dal Ministero della Guerra in seguito ad accordi presi col Ministero dell'Educazione Nazionale (Direzione Generale dell'Istruzione Tecnica) ed ha luogo annualmente già dal 1929. Esso ha per iscopo di mettere gli Istituti di insegnamento professionale, che svolgono corsi diurni di specializzazione ra-

diotecnica, sempre meglio in grado di preparare buon numero di tecnici esperti nelle applicazioni radiotecniche e capaci perciò di soddisfare ai bisogni dei servizi di pace e di guerra.

Il corso 1932-X ha segnato un notevole progresso su quelli precedenti, così che può essere considerato come il primo di una nuova serie di corsi magistrali. Alle materie di insegnamento prima sviluppate (radiotecnica, montamento ed esercizio delle stazioni, misure radioelettriche ed altre accessorie) sono state aggiunte speciali conferenze su argomenti radiotecnici di attualità (applicazioni delle radiazioni ultrarosse e ultraviolette, disturbi alle radioaudizioni, radiocollegamenti militari) ed alcune materie nuove, quale la tecnologia dei materiali radioelettrici; inoltre, particolare sviluppo ha ricevuto la trattazione dei principi fondamentali della radiotecnica. Infine taluni degli inscritti (che sono stati in tutto 22) hanno partecipato anche all'attività didattica del corso, tenendo conferenze singole su argomenti speciali da essi scelti (televisione, teleidografia, questioni di fisica moderna, ecc.).

A malgrado della breve durata del corso, limitata ad un mese, i risultati sono stati riconosciuti appieno soddisfacenti, grazie alla competenza e valentia dei docenti e grazie anche al fatto che i discepoli stessi erano, a loro volta, provetti insegnanti. *I.*

Vol. I - N. 4 Dicembre 1932-XI

ALTA FREQUENZA

SOMMAIRE

On décrit les installations de Fiumicino et de Golfo Aranci pour la liaison radiotéléphonique entre Rome et la Sardaigne sur ondes d'environ 10 m de longueur. On expose les résultats de deux années d'exploitation à l'aide de diagrammes, qui paraissent mettre en évidence une certaine influence des différentes saisons sur la qualité du service commercial.

On décrit en suite les dispositifs employés par M. Marconi dans ses essais de transmission, exécutés avec les microondes (55 cm) d'abord dans le golfe de Rapallo et plus tard entre Rocca di Papa et la Sardaigne.

Dans les deux cas on a observé des portées de transmission supérieures à la portée optique et géographique. Pour expliquer ces résultats on expose quelques considérations sur le mécanisme probable de la propagation des ondes ultra-courtes de 10 m et des micro-ondes de 55 cm.

D'après les résultats des essais il paraît, qu'on peut expliquer la propagation des ondes de 10 m par les phénomènes de diffraction, d'accord avec les formules de Watson et d'Eckersley; tandis que pour les micro-ondes il faut recourir à d'autres hypothèses. Peut être dans ce dernier cas un rôle essentiel revient-il à la courbure des rayons par réfraction optique dans les basses couches de l'atmosphère.

On expose les résultats d'une recherche expérimentale, qui a eu pour but d'établir si et dans quelles conditions les lampes triodes à chauffage indirect peuvent être employées comme oscillateurs pour micro-ondes.

Les longueurs d'onde obtenues (et mesurées à l'aide d'un dispositif électro-acoustique, dont on donne la description) sont comparées avec celles calculées par la formule de Scheibe.

On décrit une série d'essais, qui ont permis d'obtenir la rectification, au moyen de lampes diodes, de tensions alternatives à la fréquence des micro-ondes (10^9 hertz).

On propose une explication théorique du phénomène et on le compare avec la rectification de tensions alternatives aux radio-fréquences ordinaires.

SOMMAIRE

On rappelle les principes de la modulation radiophonique et on met en évidence les avantages d'un taux de modulation élevé. On examine ensuite les differents procédés pour augmenter le taux de modulation dans les transmetteurs d'ancien type soit que la modulation soit appliquée sur un étage intermédiaire, soit qu'elle agisse sur l'étage final. On indique en particulier les modifications, qu'on doit apporter au poste dans le premier cas et on reporte, comme exemple, toutes les données relatives à la transformation du poste radiophonique de Turin, dans lequel le taux de modulation à été dernièrement élevé de 70 % à 100 %. On indique aussi le procédé à suivre pour augmenter le taux de modulation dans les émetteurs modulés sur l'étage final.

Dans l'appendice on resume et compare les deux classifications actuellement employées pour les amplificateurs à tubes électroniques.

ALTA FREQUENZA

CONTENTS

CONTENTS

Vol. I - N. 4 Dicembre 1932-XI

ALTA FREQUENZA

INHALT

Die radiotelephonischen Anlagen in Fiumicino und Golfo Aranci, die die Fernsprechverbindung zwischen Rom und Sardinien ermöglichen und auf Wellenlängen der Grössenordnung von 10 m arbeiten, werden beschrieben.

Die Ergebnisse des bereits vor zwei Jahren aufgenommenen Verkehrs werden durch Diagramme, die die Verkehrsverhältnisse zu verschiedenen Jahreszeiten veranschaulichen, wiedergegeben und erklärt.

Es werden weiterhin die von Marconi herrührenden Send- und Empfangs-Einrichtungen für Mikrowellen von 55 cm Wellenlänge beschrieben und die Ergebnisse der Sendeversuche, die zuerst in der Nähe von Rapallo, späters zwischen Rocca di Papa und Sardinien stattfanden, mitgeteilt und erörtert.

In beiden Fällen sind grössere Reichweiten als die optische und geographische Reichweite erhalten worden. Um dieses Ergebnis zu erklären werden einige Betrachtungen über den vermutlichen Mechanismus der Fortpflanzung der ultrakurzen Wellen (10 m) und der Mikrowellen (55 cm) entwickelt. Es scheint, dass bei den ultrakurzen Wellen die Streuungserscheinungen, die den Watsonschen und Eckersleyschen Formeln entsprechen, massgebend sind. Dieselbe Annahme ist dagegen fur die Mikrowellen nicht zutreffend. Es ist wahrscheinlich, dass in diesem Falle die Krümmung der Strahlen im Wesentlichen durch die optische Brechung in den niedrigen Atmosphärenschichten verursacht wird.

Es wird über eine Untersuchung berichtet, deren Zweck der Feststellung galt, ob und unter welchen Bedingungen die Dreielektrodenröhren mit indirekt geheizter Kathode zur Erzeugung von Mikrowellen geeignet sind.

Die erhaltenen Werte der Wellenlängen werden mit denen nach Scheibe berechneten verglichen.

Es wird ferner eine elektroakustische Methode beschrieben, welche zur Messung der Wellenlängen verwendet worden ist.

Es wird eine Untersuchung beschrieben, deren Ergebnis die Gleichrichtung von Wechselspannungen bei Frequenzen der Grössenordnung von 10^9 hertz durch Dioden war.



Ing. RENATO SAN NICOLÒ, *Direttore responsabile.* Ind. Graf STUCCHI - Milano

Pubblicazioni dell'« A. E. I. »

L'ELETTROTECNICA – Periodico trimensile.

Giornale ed Atti dell' A. E. I. (si pubblica il 5, 15, 25 di ogni mese).

Annate arretrate	cad.	L. 100,—
	più per postali	» 10,—
Abbonamento: per il Regno		» 100,—
» per l'Estero		» 150,—
Un numero separato: per il Regno		» 4,—
» » per l'Estero		» 6,—
	più per postali	» 1,—
	» » estero	» 1,50

ALTA FREQUENZA - Periodico trimestrale.

Rivista di Radiotecnica, Telefonia e acustica applicata.

Annata 1932		L. 30,—
»	*per i Soci dell'* A. E. I.	» 20,—
Abbonamento 1933		» 40,—
»	*per i Soci dell'* A. E. I.	» 30,—
Un numero separato		» 12,—
	più per postali	» 1,—

SUNTI E SOMMARI - Bollettino mensile

Documentazione Bibliografica. Estratto da L'ELETTROTECNICA.

Abbonamento: per il Regno	L. 15,—
» per l'Estero	» 30,—

ANNUARIO A. E. I. – N. 1 (Gennaio) – Notizie sulla A. E. I. – Statuto e Regolamento dell' A. E. I. – Pubblicazioni – Elenco Soci .... Prezzo L. 10,—
gratis ai Soci

N. 2 (**Luglio**) – Variazioni al N. 1 – Elenco Leggi – Norme Italiane per l'elettrotecnica – Elenco Fabbricanti .... Prezzo L. 25,—
gratis ai Soci
più per postali... L. 2,50

NORME DELL'ASSOCIAZIONE ELETTROTECNICA ITALIANA.

Norme per gli **Olii per Trasformatori.**
Norme per le **Lampade Elettriche.**

Prezzo di ciascun fascicolo	L. 3,—
per i Soci	» 2,—
più per postali	» 0,80

Norme per l'ordinazione ed il collaudo delle **Macchine Elettriche per Trazione.**
Norme per l'ordinazione ed il collaudo dei **Motori Primi Idraulici.**
Norme per l'ordinazione e il collaudo degli **Isolatori di Porcellana.**
Norme per gli **Impianti di Bordo.**
Norme per l'ordinazione ed il collaudo dei **Tubi Elettronici a catodo incandescente e ad alto vuoto.**
Norme per la fornitura dei **Cavi in carta impregnata.**
Norme per i **Trasformatori di misura.**
Norme per la **Costruzione e l'esercizio degli impianti elettrici nei teatri e locali di spettacolo in genere.**

Prezzo di ciascun fascicolo	L. 4,50
per i Soci	» 3,—
più per postali	» 1,—

Norme per l'ordinazione e il collaudo delle **Macchine Elettriche.**
Norme per l'esecuzione e l'esercizio degli **Impianti Elettrici.**

Prezzo di ciascun fascicolo	L. 9,—
per i Soci	» 6,—
più per postali	» 1,—

STATISTICA DEGLI IMPIANTI ELETTRICI IN ITALIA.

Vol. I. Dati elettrotecnici sulle distribuzioni di energia elettrica nei **Comuni e Colonie** d'Italia (III edizione).

Prezzo	L. 30,—
per i Soci	» 24,—
più per postali	» 4,—

Vol. II. Elenco delle **Centrali** di produzione di energia elettrica coi dati tecnici quantitativi sulla generazione, trasformazione, distribuzione dell'energia elettrica in Italia. Nuova edizione completa di oltre 800 pagine per più di 2300 Centrali.

Prezzo ridotto	L. 120,—
per i Soci	» 100,—
più per postali	» 6,50

Per acquisti rivolgersi all' **Ufficio Centrale dell' A. E. I.**
Via San Paolo, 10 - Milano (2/2)

I versamenti possono essere eseguiti a mezzo Posta giro al N. 3/1189 su Milano




Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma


Biblioteca
nazionale
centrale
di Roma

